

TUES  
1504  
M519d  
2001  
EJ: 2

**UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR  
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA  
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA**

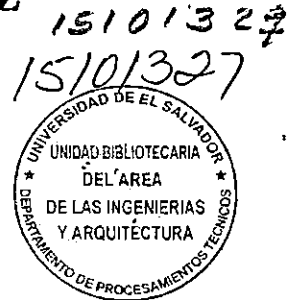


**TEMA DE TRABAJO DE GRADUACION:**

**“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE  
CICLOCONVERTIDOR”**

**PRESENTADO POR:**

**RONALD RENIERI MELENDEZ BENITEZ  
DOUGLAS MARCIANO MORALES DIAZ  
JOEL ISAI SANTOS ALAS**



**PARA OPTAR AL TÍTULO DE:**

**INGENIERO ELECTRICISTA**

4992

**CIUDAD UNIVERSITARIA, FEBRERO DE 2001.**

*Recibido el 12 de febrero 2001*

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR



RECTORA

Dra. María Isabel Rodríguez

SECRETARIA GENERAL

Lcda. Lidia Margarita Muñoz Vela

FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA

DECANO

Ing. Alvaro Antonio Aguilar Orantes

SECRETARIO

Ing. Saúl Alfonso Granados

ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

DIRECTOR

Ing. Gerardo Marvin Jorge Hernández

A rectangular stamp from the School of Electrical Engineering. It contains the text "ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA" at the top, "FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA" in the middle, and "Universidad de El Salvador" at the bottom.

UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR  
FACULTAD DE INGENIERIA Y ARQUITECTURA  
ESCUELA DE INGENIERIA ELECTRICA

Trabajo de Graduación previo al grado de:

INGENIERO ELECTRICISTA

Título

“DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE  
CICLOCONVERTIDOR”

Presentado por

Ronald Renieri Meléndez Benítez  
Douglas Marciano Morales Díaz  
Joel Isaí Santos Alas

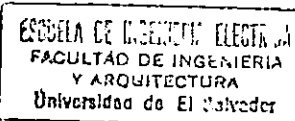
Trabajo de Graduación Aprobado por:

Coordinador

Ing. Gerardo Marvin Jorge Hernández

Asesor

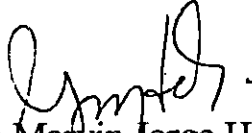
M.I. Luís Roberto Chévez Paz



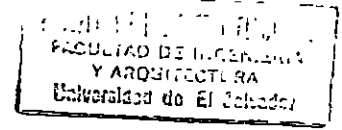
San Salvador, febrero de 2001

Trabajo de Graduación aprobado por:

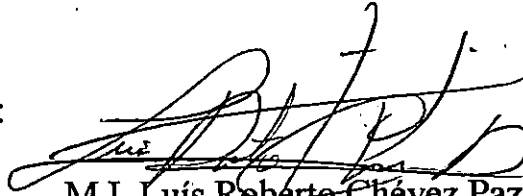
Coordinador :



Ing. Gerardo Marvín Jorge Hernández



Asesor :



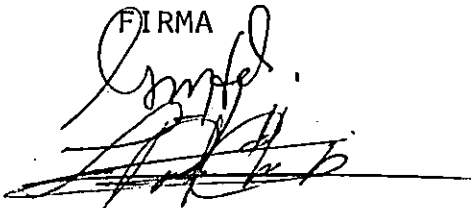
M.I. Luis Roberto Chávez Paz

ACTA DE CONSTANCIA DE NOTA Y DEFENSA FINAL

EN ESTA FECHA, 6 DE FEBRERO DE 2001, EN EL LOCAL DE SALA DE LECTURA DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, A LAS DIECIOCHO HORAS, - EN PRESENCIA DE LAS SIGUIENTES AUTORIDADES DE LA ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA DE LA UNIVERSIDAD DE EL SALVADOR:

1- ING. GERARDO MARVIN J. HERNÁNDEZ  
DIRECTOR

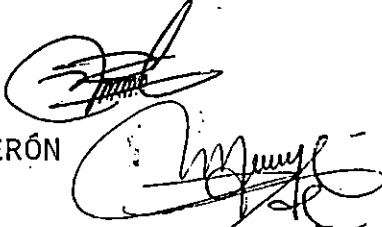
2- ING. LUIS ROBERTO CHÉVEZ  
SECRETARIO

FIRMA  


Y, CON EL HONORABLE JURADO DE EVALUACIÓN INTEGRADO POR LAS PERSONAS SIGUIENTES:

1- ING. NUMA POMPILIO JIMÉNEZ

2- ING. ARMANDO MARTÍNEZ CALDERÓN



SE EFECTUÓ LA DEFENSA FINAL REGLAMENTARIA DEL TRABAJO DE GRADUACIÓN:

"DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN PROTOTIPO DE CICLO-CONVERTIDOR"

A CARGO DE LOS BACHILLERES:

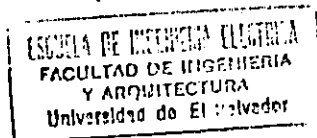
MELÉNDEZ BENÍTEZ, RONALD RENIERI

MORALES DÍAZ, DOUGLAS MARCIANO

SANTOS ALAS, JOEL ISAÍ

HABIENDO OBTENIDO EL PRESENTE TRABAJO UNA NOTA FINAL, GLOBAL DE

6.9 (Seis punto nueve )



## INDICE

	Pág.
Lista de figuras	1
Lista de gráficas	1
Lista de tablas	2
Introducción	3
Objetivos	4
Prefacio	5
Resumen del trabajo	6
Capitulo I	
Aspectos Generales Sobre el Motor de Inducción Monofásico y el cicloconvertidor	7
1.1 Aspectos básicos sobre el Motor de Inducción Monofásico	8
1.2 El cicloconvertidor	11
Resumen del Capitulo I	13
Conclusiones del Capitulo I	14
Referencias bibliográficas del capítulo I	15
Capitulo II	
Las Normas Aplicables a los Manejadores de Velocidad ( ASD )	16
2.1 Las normas aplicables a los manejadores de velocidad ( ASD )	17
2.2 Niveles armónicos de los convertidores	20
Resumen del Capitulo II	27
Conclusiones del Capitulo II	28
Referencias bibliográficas del capítulo II	29
Capitulo III	
Diseño del Prototipo del Cicloconvertidor	31
3.1 Pruebas para determinar las características del motor	32
3.2 Determinación de la relación entre voltaje RMS y frecuencia en el motor	33
3.3 Determinación del circuito equivalente del motor de inducción monofásico	37
3.4 Descripción teórica del sistema realimentado cicloconvertidor – motor	42
3.5 Función de transferencia del sistema motor – cicloconvertidor	43
3.6 Diseño del sistema realimentado cicloconvertidor – motor	57
3.7 Pruebas realizadas en el prototipo	67
Observaciones	71

	Pág.
Resumen del Capitulo III	72
Conclusiones del Capitulo III	73
Referencias bibliográficas del capítulo III	74
<b>ANEXOS</b>	<b>75</b>
Anexo Características del prototipo construido	
Anexo Contenido armónico de corriente del prototipo	
Anexo Armónicas de voltaje del prototipo	
Anexo Calculo de corriente de Forward del Optoacoplador	
Anexo Calculo para determinar el rango de frecuencias de operación del circuito generador del patrón PWM.	
Anexo Pruebas realizadas en el prototipo para determinar las curvas características.	
Anexo Diagramas circuitales	
Anexo Hojas de especificaciones de los componentes utilizados en el diseño	

## LISTA DE FIGURAS

	Pág.
Fig 1.1 Diagrama de bloque genérico del cicloconvertidor	12
Fig.2.1 Puntos en los que se define el PCC	19
Fig. 2.2 Límite armónico de TDD en función de la potencia	24
Fig. 3.1 Forma de onda del voltaje inducido en las bobinas de prueba	34
Fig. 3.2 Circuito equivalente del motor de inducción monofásico	40
Fig. 3.3 Esquema que muestra la forma general del cicloconvertidor	42
Fig. 3.4 Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad del motor	44
Fig. 3.5 Circuito equivalente del motor de prueba	44
Fig. 3.6 Diagrama general del sistema PID	49
Fig. 3.7 Patrón PWM de ancho constante	58
Fig. 3.8 Forma de onda de la corriente en la línea de alimentación	59
Fig. 3.9 Contenido armónico inyectado al sistema de suministro de energía	59
Fig. 3.10 Generación del patrón PWM por comparación de señales	60
Fig. 3.11 Diagrama en conjunto de la generación de pulsos PWM	61
Fig. 3.12 Inversor de puente completo	62
Fig. 3.13 Señales de excitación para cada transistor del inversor de puente Completo	62
Fig. 3.14 Switcheo de Q1 y Q2 para un ciclo completo	64
Fig. 3.15 Switcheo de Q3 y Q4	64
Fig. 3.16 Señal de voltaje a la salida al inversor	65
Fig. 3.17 Fuente de DC con que se alimenta el inversor	66

## LISTA DE GRAFICAS

Gráfica 3.1 Relación entre velocidad y torque en condiciones nominales	33
Gráfica 3.2 Relación entre el voltaje y la frecuencia	37
Gráfica 3.3 Curvas de torque-velocidad a diferentes frecuencias	68
Gráfica 3.4 Comportamiento del TDD con respecto a la variación de la frecuencia	69
Gráfica 3.5 Comportamiento del THD con relación a la variación de la frecuencia	70
Gráfica 3.6 Relación entre el torque máximo y la velocidad	70



**LISTA DE TABLAS**

	Pág.
Tabla 2.1 Porcentaje armónico máximo de cada componente(para los dos tipos de convertidores)	20
Tabla 2.2 Límite de distorsión de los armónicos de voltaje en % de la frecuencia fundamental del armónico	21
Tabla 2.3 Límite de la distorsión armónica de la corriente ( $I_h$ ) en % de $I$	22
Tabla 2.4 Límite del THD de corriente para la IEC 61000-3-2	23
Tabla 2.5 Carga del convertidor, permisible	24
Tabla 2.6 Límite armónico de distorsión de voltaje, $U_h$ es voltaje del h armónico en %	25
Tabla 3.1 Cuadro resumen de los datos obtenidos de las pruebas realizadas al motor	32
Tabla 3.2 Valores medidos en la prueba de vacío	38
Tabla 3.3 Valores medidos en la prueba de rotor bloqueado	39
Tabla 3.4 Valores utilizados para determinar las relaciones en el sistema	45

## I. INTRODUCCION.

El reciente progreso de los dispositivos semiconductores de potencia, se ha hecho acompañar con las mejoras en los métodos de control electrónicos. Uno de los métodos utilizados últimamente en el control de velocidad de motores de inducción es, precisamente mediante el uso de técnicas pwm.

De hecho, los inversores PWM están siendo utilizados en una gran variedad de aplicaciones comerciales e industriales; sin embargo, es muy natural observar los inversores pwm como un mecanismo de control de máquinas eléctricas.

En virtud de las necesidades que se tienen, resulta pues satisfactorio poder aplicar una técnica modulación PWM para controlar un motor de inducción. Precisamente esto, se estará describiendo en el presente documento. Inicialmente, se establecen una descripción de los motores y luego se determina un método de control de control de velocidad para el mismo.

En resumen podemos decir que se logro tener el control de velocidad del motor de inducción monofásico, tanto en lazo abierto y cerrado como lo requerían los objetivos, pero creemos que se puede mejorar sus características de en posteriores estudios.

El dispositivo quedara en los laboratorios de la Escuela de Ingeniería Eléctrica, tal y cual era uno de los objetivos del desarrollo del mismo, de esta forma se tendrá una maquina que muestre lo que es un control de velocidad PWM para un motor de inducción monofásico

## II. OBJETIVOS

- Construir un prototipo de control de velocidad para motor de inducción monofásico con de aproximadamente 1/8 hp (125W).
- Investigar normas que se aplican a los controladores de velocidad para ser tomadas en cuenta en la implementación final del prototipo.
- Determinar los parámetros del modelo del motor de inducción monofásico para encontrar la función de transferencia del motor.
- Determinar la función de transferencia de lazo cerrado para aplicar criterios de estabilidad del sistema utilizando el PID.

## **PREFACIO.**

### **Justificación.**

Como se sabe, el cicloconvertidor es un dispositivo que tiene como función la variación de la frecuencia en la señal de salida, por esta razón dicha característica lo hace muy útil en la implementación de control de velocidad de motores de inducción. De tal forma que el diseño del prototipo de cicloconvertidor que se plantea en el presente texto, servirá a los estudiantes de las materias de conversión de energía electromecánica y materias afines, a analizar el comportamiento de un motor de inducción monofásico en función de la variación de la frecuencia y/o voltaje de alimentación. En general el prototipo de cicloconvertidor que se desarrollará en las posteriores páginas podrá servir como un instrumento para poder practicarle la prueba de torque-velocidad a un motor de inducción monofásico.

### **Objetivo principal.**

- ✓ El objetivo del presente trabajo es desarrollar un prototipo de cicloconvertidor para ser aplicado al control de velocidad de un motor de inducción.

### **Alcances.**

- ✓ Construir un prototipo de sistema cicloconvertidor-motor de inducción de lazo cerrado, que permita el control de velocidad del motor en un rango de velocidad aceptable (de acuerdo a las características de la máquina). La velocidad deberá ser fijada por el usuario dentro del rango permitido y el control deberá compensar voltaje-frecuencia de excitación, para mantener constante la velocidad fijada, ante pequeñas variaciones de carga en la máquina.
- ✓ El prototipo de ciclo-convertidor-motor deberá cumplir con la máxima distorsión armónica (THD y TDD) permitidas por las normas, tanto para el parámetro de corriente como para la tensión.

## **RESUMEN DEL TRABAJO**

### **Descripción general del proyecto desarrollado.**

El presente trabajo está dividido en tres capítulos, en el primero se aborda aspectos generales que explican el comportamiento del motor de inducción, de tal forma que aquí sólo se consideran aspectos teóricos que posteriormente serán utilizados en el diseño. La razón por la cual en éste capítulo sólo se toman aspectos generales es porque sólo se pretende hacer de éste capítulo el punto de partida de toda la investigación y por consiguiente, se inicia el trabajo, hablando a cerca del motor de inducción, esto pues, sobre la base de que porque es el motor nuestro punto de partida en la investigación. Sin embargo, en éste mismo capítulo también se hace un breve comentario a cerca del cicloconvertidor, esto pues, para dejar clara la idea a cerca de lo que es el cicloconvertidor.

Mientras tanto, en el segundo capítulo, se estudian las normas sobre el THD y el TDD a las cuales se deberá apegar el diseño. En realidad el objetivo de presentar en éste capítulo las normas aplicables a los controladores de velocidad es para tener en mente, los parámetros distorsión armónica a los cuales se debe ajustar el diseño.

En el tercer capítulo se plantea las pruebas practicadas al motor con la finalidad de obtener la función de transferencia del sistema realimentado, la cual permitirá determinar, si el sistema cumple con los criterios de estabilidad. Finalmente, en éste mismo capítulo, describe el diseño general del cicloconvertidor.

### **Objeto de estudio**

En general, en el presente trabajo, tiene como objeto poder generar a partir de un cicloconvertidor, un control de velocidad de un motor de inducción monofásico para ser utilizado en el laboratorio de conversión de energía y/o materias afines.

## **CAPÍTULO I**

### **“ASPECTOS GENERALES SOBRE EL MOTOR DE INDUCCION MONOFASICO Y EL CICLOCONVERTIDOR”**

#### **Introducción.**

Este capítulo está dedicado a la presentación de conceptos fundamentales que describe el comportamiento de los motores de inducción.

Es importante recalcar que en éste capítulo no se pretende hacer un estudio detallado acerca del tema, sin embargo, se hablará acerca de los principales parámetros que explican el funcionamiento del motor y a partir de los cuales se toman posteriormente en cuenta en el momento del diseño del cicloconvertidor, este último se describe brevemente.

## 1.1 ASPECTOS BASICOS SOBRE EL MOTOR DE INDUCCIÓN MONOFÁSICO.

Para el motor de inducción monofásico anteriormente se han desarrollado muy pocos productos basados en la modulación pwm, esto pues, si lo comparamos con la cantidad de controladores de velocidad que hay para el motor de inducción trifásico. Estrictamente esto se ha debido a el modelo del motor de inducción monofásico tiene más variantes (fase partida , polos sombreado, etc), entonces resulta ligeramente un poco más complicado que su contraparte trifásica y por lo cual resulta ser más sencillo diseñar el controlador trifásico.

Ahora bien, el motor de inducción monofásico es una variante del motor de inducción trifásico; sin embargo, presenta ciertas diferencias. De manera que entre el motor de inducción monofásico y trifásico se pueden establecer éstas diferencias a partir de sus ventajas y desventajas, las cuales son muy importante señalar ya que basados en éstos criterios se justifica la utilización o no del motor monofásico o trifásico, esto pues, dependiendo de la aplicación, de tal manera que para el motor monofásico podemos mencionar ventajas y desventajas tal como sigue:

### Ventajas:

- 1 - Se utiliza en procesos industriales.
- 2 - Es de pequeñas dimensiones.
- 3 - Se encuentra en fracciones de HP.
- 4 - Diseño similar al motor trifásico (rotor tipo jaula de ardilla en la mayoría de los casos).
- 5 - Se utilizan en muchos aparatos convencionales (lavadoras, pequeñas bombas, etc).

### Desventajas:

- 1 - Necesita de una técnica para iniciar la marcha (el arranque).
- 2 - Algunos tienen un gran deslizamiento, por lo tanto se tienen velocidades mecánicas muy por debajo de la velocidad síncrona.
- 3 - Para tareas que se requieren un torque grande, se prefiere al motor trifásico.

Lo importante en este trabajo es que a éste tipo de motor no con facilidad se le puede variar la velocidad como sucede con los motores de DC, por lo cual hacer uso de un Cicloconvertidor permitirá controlar ese parámetro, lo que puede ser utilizado en diversas aplicaciones.

Un aspecto relevante del motor monofásico de inducción es el arranque, ya que debido a que no se produce un campo magnético giratorio por poseer únicamente una fase, se origina un movimiento pulsante sin que éste gire, por lo tanto necesita de un medio para producir el giro del campo en el estator, para tal efecto se utilizan técnicas de arranque, entre las que se encuentran:

- 1-Motor de fase dividida.
- 2-Motor de arranque con capacitor.
- 3-Motor de polos sombreados.

Todos los tipos anteriores se pueden encontrar en cualquier libro de máquinas eléctricas, por lo cual si se desea profundizar en los métodos puede referirse a los que se encuentran en las referencias bibliográficas de éste capítulo.

Para nuestro caso, el tipo de arranque de motor que nos interesa es el método de arranque por capacitor, ya que se dispone de uno de éste tipo el cual se utilizará para las pruebas de control de velocidad, antes de explicar el porqué de la elección de esta clase, se debe recordar que hay tres tipos de arrancadores con capacitor: a) con capacitor de arranque, b) con capacitor permanente y c) capacitor permanente y de giro. El caso nuestro se utilizará ésta última configuración.

Debido a la propia naturaleza del motor de inducción monofásico que presenta un torque nulo en el instante de arranque, algunos motores de inducción son construidos con un devanado auxiliar (tal como el que se ocupa en el presente trabajo) para generar un desfase en las dos corrientes que tiene como función producir el torque inicial de arranque

#### **El control de velocidad del motor de inducción Jaula de Ardilla.**

La velocidad de un motor de inducción jaula de ardilla se puede modificar mediante tres métodos:

- a) Cambiando el número de polos.
- b) Reduciendo el voltaje del estator.
- c) Cambiando la frecuencia aplicada al estator.

#### **Control de velocidad cambiando el número de polos.**

Modificar la velocidad por medio de éste método resulta ser muy engorroso ya que implica utilizar un motor de características especiales para la conmutación de sus devanados en arreglos especiales de serie o paralelo, así como también presenta la desventaja de que las combinaciones de velocidad que se pueden obtener son muy limitadas, de manera que la mayoría de éstos motores son de dos o cuatro velocidades. La relación que explica el cambio de velocidad en función del número de polos es la siguiente:

$$n_m = \frac{(1 - s) \cdot (120 \cdot f)}{P} \quad [1]$$

En la ecuación 1  $n_m$  representa la velocidad del motor en rpm,  $f$  es la frecuencia de la línea de alimentación y  $P$  es el número de polos del motor.



De la ecuación 1 se puede ver claramente como la velocidad del rotor se modifica en relación inversa al número de polos.

### **Control de velocidad disminuyendo el voltaje de alimentación.**

Este método es muy utilizado en el control de motores monofásicos y el cual consiste en modificar la velocidad mediante la reducción el voltaje del estator por debajo del nominal, esto pues, cuando se trabaja con una carga determinada; produciendo en consecuencia una disminución en el torque en proporción cuadrática al voltaje del estator. Esto se puede ver a partir de la siguiente ecuación:

$$T_n = T_o \left( \frac{V_n}{V_o} \right)^2 \quad [2]$$

En la ecuación anterior:

Tn: representa al nuevo valor del torque desarrollado por el motor.

To: representa al valor original del torque desarrollado por el motor.

Vn: representa al valor nuevo del voltaje en el estator.

Vo: representa al valor original del voltaje en el estator.

De la ecuación 2, se determina que con hacer variar el voltaje del estator el torque varía en relación cuadrática y si se mantiene todos los demás factores constantes el deslizamiento también variará en relación directamente proporcional al torque, siempre y cuando el motor opere con deslizamientos que corresponda a puntos arriba del torque máximo.

### **Control de velocidad cambiando la frecuencia aplicada al estator.**

De los tres anteriores el que se aplicará es el variación de frecuencia, es decir se cambiara la velocidad del motor variando la frecuencia de la señal de alimentación y además se variará el voltaje por razones que se mencionarán posteriormente.

Para el caso de variar la frecuencia, este supuesto se basa en la ecuación siguiente:

$$n = 120 f / p \quad [3]$$

La ecuación 1 indica que la velocidad es proporcional a la frecuencia de la línea, y la ecuación 3 indica que también la velocidad del campo magnético es relacionado linealmente con la frecuencia. Por lo tanto esta característica es la que se toma más cuenta en el diseño de los controles de velocidad de los motores de inducción; por supuesto, en el

diseño del prototipo que es presentado en éste trabajo la relación frecuencia-velocidad del motor resulta será la principal característica tomada en consideración.

Se podría pensar que el mejor método de control de velocidad es variando la frecuencia y manteniendo constante el voltaje de alimentación, sin embargo esto implica un aumento en las corrientes de magnetización, igual como sucede con un transformador, se produce recalentamiento en el motor lo que puede dañar al mismo, este fenómeno se expresa mediante la ley de Faraday.

$$V(t) = N \, d\Phi/dt \quad [4]$$

Donde  $\Phi$  es el flujo en el núcleo del motor de inducción.

Al despejar  $\Phi$  en la ecuación 2 se tiene la expresión para el flujo:

$$\Phi = V_m \cos(\omega t) / \omega N \quad [5]$$

Lo anterior indica que al disminuir la frecuencia aumenta las corrientes de magnetización, pero si se mantiene constante la relación de  $V_m/\omega$  constante estas corrientes no aumentaran, esta condición se logra mediante una técnica PWM adecuada, la cual debe tratar de mantener constante la relación, por lo anterior se deben conocer las técnicas PWM con el objeto de ver cual se adapta mejor a nuestros requerimientos y limitaciones.

## 1.2 EL CICLOCONVERTIDOR

Un cicloconvertidor es simplemente un dispositivo capaz de generar señales de voltaje de distinta frecuencia; precisamente debido esta característica generalmente se asocia al cicloconvertidor con los manejadores ajustables de velocidad aplicables a los motores de inducción, ya que la mayoría de los manejadores de velocidad están basados en la variación de la frecuencia.

Las aplicaciones del cicloconvertidor son variadas, las cuales van desde el control de velocidad de motores que utilizan en procesos industriales hasta la generación de energía eléctrica. Sin embargo, nosotros sólo nos concentraremos en el enfoque de los cicloconvertidores desde el punto de vista aplicables como manejadores de velocidad. Los cicloconvertidores de uso general se clasifican en monofásicos y trifásicos.

Para tener una idea acerca de un cicloconvertidor en la figura siguiente se muestra esquemáticamente la función de un cicloconvertidor:

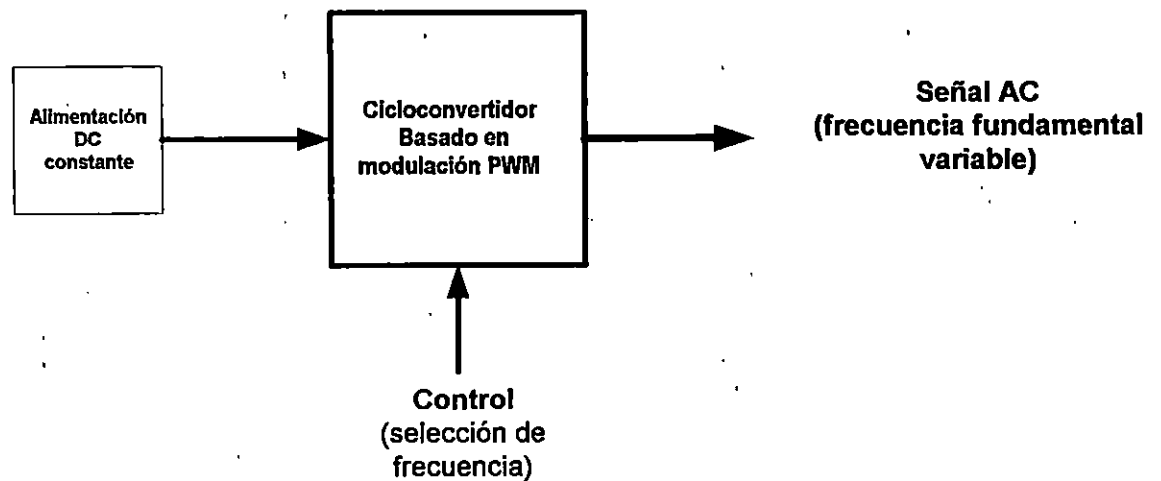


Fig. 1.1. Diagrama de bloque genérico del cicloconvertidor.

Tal y como lo muestra la Figura 1.1 el cicloconvertidor basado en la modulación de ancho de pulso, tiene como fuente de alimentación una señal DC la cual se conmuta de acuerdo a la señal de control con la cual se selecciona la frecuencia fundamental de la señal de salida.

Los cicloconvertidores comunes en el mercado se basan en la conversión de la señal AC fija de la red voltaje DC variable/fija luego la señal DC variable/fija es convertida nuevamente a voltaje AC variable en frecuencia y/o voltaje.

En nuestro caso se convierte el AC fijo a DC fijo y de DC fijo a AC variable en frecuencia, con respecto al voltaje variará con los anchos de pulso que se utilizan en la técnica PWM.

La forma constructiva del cicloconvertidor se ha basado por mucho tiempo en el uso de SCR's; sin embargo, con el advenimiento de nuevos semiconductores y el mejoramiento de los existentes, cabe la oportunidad de explorar con transistores de potencia, los cuales presentan mejoras en las características de switcheo y en consecuencia se ajustan mejor en las aplicaciones de las técnicas PWM.

## **RESUMEN DEL CAPITULO I**

Este capítulo mostró a grandes rasgos las principales características de las dos máquinas que han de utilizarse: primero al motor como objeto de control (en base al parámetro velocidad) y en segundo lugar al cicloconvertidor como medio por el cual se ha de controlar la velocidad del motor monofásico de inducción.

Como se menciona al principio el objetivo de este capítulo era mostrar contra que nos enfrentábamos, y de ninguna manera tiene como finalidad profundizar en explicaciones teóricas y técnicas, ya que estos aspectos son muy bien desarrollados en libros de máquinas eléctricas y de electrónica de potencia.

## CONCLUSIONES DEL CAPITULO I

1. La desventaja principal del método de variación de velocidad por cambio en el número de polos en el motor radica en el poco rango de velocidades que se pueden obtener; y por ende la utilización de éste método resulta impráctico cuando se requiere una variación lineal con ajuste fino.
2. Se mencionó en éste capítulo que la velocidad del rotor del motor de inducción se puede variar mediante tres formas, la primera cambiando el número de polos, la segunda disminuyendo el voltaje del estator y la última variando la frecuencia, en consecuencia esta última mencionada es precisamente donde el cicloconvertidor tiene su razón de ser.
3. Para lograr generar un cambio de velocidad mediante la reducción del voltaje, manteniendo constante el número de polos y a la frecuencia del estator, es necesario ésta disminución sea grande ya que mientras se va disminuyendo el voltaje la corriente tiende a incrementarse a manera de mantener el torque constante; por tal motivo se debe reducir lo suficiente el voltaje para generar una disminución en el torque, que ocasiona un cambio en relación proporcional a la disminución de dicho torque.
4. El mejor tipo de control de velocidad a bajo de la velocidad nominal es aquel en el cual de mantiene constante la relación voltaje / frecuencia ya que mediante éste control se puede mantener mas o menos que el flujo magnético no varíe mucho con el cambio de velocidad del motor y por consiguiente, si se aplica éste método se evitará que las corrientes de magnetización aumenten.

**REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS DEL CAPITULO.**

Kosow, Irving. Máquinas eléctricas y transformadores. Traducido por Ing. Virgilio Gonzalez Pozo. México: Editorial Prentice Hall, 1991.

Gourishankar. Conversión de Energía Electromecánica. Traducido por Guillermo Aguilar. México. D.F.: Editorial Alfaomega. 1990.

Rashid , Muhammad. Electrónica de Potencia. Segunda Edición. Traducido por Ing. Gabriel Sanchez García. Mexico: Editorial Prentice Hall.

## CAPITULO II

# LAS NORMAS APLICABLES A LOS MANEJADORES DE VELOCIDAD AJUSTABLES (ASD).

### **Introducción.**

El propósito de este capítulo es el de presentar las normas que son aplicadas a los controladores de velocidad, planteando para ello tanto normas europeas como las americanas, lo cual será muy útil ya que permitirá conocer parámetros que en algún momento podrán ser utilizados para verificar si el prototipo diseñado cumple con dichas normas.

La presentación de las normas ha sido una recopilación de libros y panfletos de la IEEE, además ha sido el resultado e la búsqueda en Internet que incluye a las normas europeas de la IEC. También ha de recordarse que las normas son un medio para establecer patrones de medida, que además proporcionan puntos de referencias los cuales permiten comparar los resultados entre investigadores.

## **2.1 NORMAS APLICABLES A LOS MANEJADORES DE VELOCIDAD AJUSTABLE (ASD)**

Las normas que se han recopilado se refieren a los niveles armónicos que deben cumplir los ASD en los sistemas de potencia.

Un cicloconvertidor en la actualidad se puede construir de varias formas y en el cual se puedan manejar distintas técnicas de modulación de la señal para el control de la velocidad de un motor de inducción ya sea monofásico o trifásico. Las normas actuales hacen referencia a un controlador de este tipo con la designación de ASD (en otros círculos se conoce como PDS, siendo este un rectificador-inversor-motor-control) Las normas incluyen aspectos tales como:

- 1-Requerimientos constructivos
- 2-Requerimientos de limite de contenido armónico señal que alimenta al ASD

De los anteriores aspectos el más importante en este trabajo es el segundo, ya que en esta se encuentran los límites de inyección de armónicos al sistema tanto de voltaje y corriente que el ASD debe producir. Lo anterior es importante por que se define como punto de estudio en las normas, el que se encuentra entre el sistema de alimentación y el cicloconvertidor, por otra parte, en el punto entre el motor y el cicloconvertidor no existen normas, únicamente hay sugerencias de diseño del cicloconvertidor y requerimientos del motor, dados por organizaciones que pretenden con ello lograr mejoras en sus procesos, por ejemplo NORSOK.

Respecto al nivel de inyección de armónicos al motor por parte de la técnica PWM que se utiliza este no se establece en una norma, ya que esta se determinará sobre la base del diseño particular del fabricante y los requerimientos del proceso que utilice el comprador. Este tipo de datos se especifican en las hojas técnicas del ASD

### **Normas para la distorsión armónica**

Existen dos organizaciones que han desarrollado normas en lo que se refiere a la inyección de armónicos al sistema: la IEEE en América y IEC en Europa, estas se complementan en ciertos aspectos, ya que como ejemplo, en las normas IEEE los niveles de potencia se dividen en márgenes amplios, cosa que la IEC tiende a dividir un poco más, pero sin embargo, ambas organizaciones toman en cuenta esos aspectos y los tienen en estudio para su posterior aprobación.

Las dos posturas anteriores establecen los mismos niveles de contenido armónico de voltaje y corriente que el ASD puede inyectar al sistema, y las formas de eliminar el contenido armónico. Las organizaciones ponen sus normas en los siguientes segmentos:



- 1 - La IEEE en IEEE Std 519
- 2 - La IEC en la IEC 1000 ( en la actualidad es IEC 61000 )

Las anteriores tienen sus divisiones las cuales las más importantes son:

- IEC 1000 norma Europea, establece los límites de los controladores de velocidad que los fabricantes deben cumplir, tales como la corrección del FP y reducción de armónicos.
- IEC 1000 3-2 sección para dispositivos debajo de 16 A y con un voltaje nominal de 230V, en sistemas de 60Hz.

EN 61000-3-2, EMC -parte 3: límites, sección 2: límites de emisión de corrientes de armónicos (equipo con corriente de entrada < 16 amperios por fase), esta norma es una continuación de la IEC 1000-3-2.

- IEEE Standard 519-1992, recomienda prácticas y requerimientos de control de armónicos en el sistema eléctrico de potencia tanto de voltaje como de corriente en el punto de común acople.

#### **Normas para limitar la distorsión armónica.**

Existen además otras normas que ayudan en lo que es la forma de reducción de armónicos

- IEEE P1495 Guía para limitar los armónicos en equipos de una sola fase.

#### **Normas aplicables al diseño de los ASD.**

En las normas de Construcción podemos mencionar la siguiente

- 0 ICS 7.1-1995 es una norma de seguridad para la construcción, guía de selección, instalación y operación del sistema de velocidad ajustable. Esta norma es aplicable a todos los equipos industriales, componentes eléctricos y cableado que son parte del sistema de velocidad variable, iniciando en el punto de entrada de potencia.

#### **Otras normas aplicables regionalmente.**

Existen otras normas que los países aplican en forma regional tales son:

- UK-G 5/3 aplicable en Inglaterra.
- AS.227 a aplicable en Australia
- NRS 048 aplicable en Sur Africa.

Estas normas es muy probable que tengan gran similitud con los de la IEEE y la IEC, por lo cual el estudio se limitara al presentación de las estas que incluyen los niveles armónicos de inyección al sistema por parte del ASD.

### Definición del PCC (Punto de común acople).

El PCC es el punto en el cual se mide el contenido armónico de voltaje y corriente; y es utilizado como referencia para el estudio en consumidores que utilizan cargas electrónicas. Así se tiene que la norma IEEE STD 519-1992, establece dos distintos PCC tal y como se definen en las siguientes figuras (estas mismas convenciones son aceptadas por la IEC).

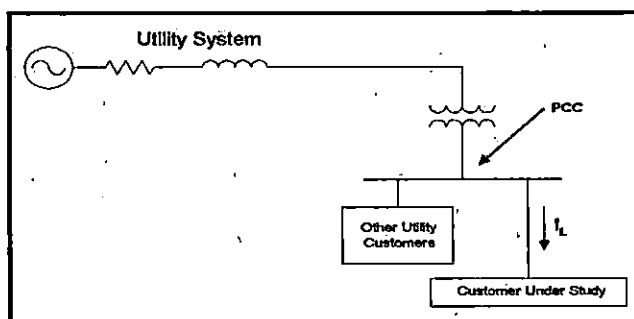


Fig. 2.1(a)

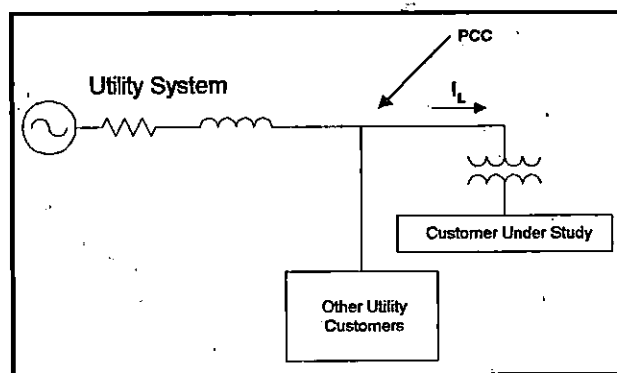


Fig.2.1(b)

**Figura 2.1, Puntos en lo que se define el PCC**  
**(a) en el secundario del transformador**  
**(b) (b) lado primario del transformador.**

En figura 2.1(a), se utiliza cuando al secundario se encuentran varios consumidores y en el caso (b) cuando solo hay un solo consumidor en el lado secundario del transformador.

## 2.2 NIVELES ARMÓNICOS DE LOS CONVERTIDORES

El PCC se establece, como se ve en la figura 2.1, en el caso de cargas que son electrónicas tales como son los controladores de velocidad variable (lavadoras, secadoras, calentadores, aire acondicionado, etc.) que son cargas no lineales, por lo tanto producen armónicos en especial los de carácter impar, sobresaliendo el tercero. El predominio de un armónico en especial depende del tipo de convertidor utilizado, por lo cual las normas hablan del porcentaje armónico que se produce en un convertidor monofásico o trifásico (debe recordarse que se utiliza un rectificador para obtener un nivel de DC el cual se requiere para que un inversor basado en una técnica PWM controle el giro del motor de inducción). El porcentaje que establecen como máximo que debe tener cada armónico se obtiene de la forma siguiente en el caso del convertidor monofásico:

$$\%n \cong 200 / n$$

En donde:

**n** : es el orden del armónico (3, 7, 9, 11, 13, etc.)

En el caso del convertidor trifásico (6 transistores) es el siguiente:

$$\%n \cong 100 / n$$

**n** = orden del armónico (5, 7, 11, 13, etc.)

De lo anterior se obtiene la siguiente tabla 2.1, que aproxima el contenido armónico en un convertidor de 1 y 3 fase

Armónico	3	5	7	9	11	13	15
1 fase	67	40	29	22	18	15	13
3 fases	X	20	14	X	9	8	X

**TABLA 2.1.** Porcentaje armónico máximo de cada componente (para los dos tipos de convertidores)

Los anteriores porcentajes se pueden encontrar en cualquier libro de texto relacionado con el tema, pero se encuentra en las normas IEEE P1495; conocer los niveles teóricos de cada componente que ayudará a entender los niveles que proponen recomendables que se deben alcanzar según las normas.

### Norma IEEE 519-1992.

Después de haber definido lo que es el PCC y los niveles de armónico de cada componente dependiendo del tipo de convertidor, se pueden presentar los niveles que debe cumplir un ASD (y otros tipos de cargas que puedan distorsionar y afectar las características del sistema de potencia de suministro), según la norma IEEE 519-1992.

### Límites de distorsión en el voltaje

En el caso de la distorsión en el voltaje existen límites que establece la norma IEEE Std. 159 que es el siguiente:

Voltaje en el PCC ( $V_n$ )	Distorsión armónica de voltaje individual (%)	Distorsión armónica total-THD $V_n$ (%)
$V_n \leq 69kV$	3.0	5.0
$69kV < V_n \leq 161kV$	1.5	2.5
$V_n > 161kV$	1.0	1.5

Tabla 2.2 Límite de distorsión de los armónicos de voltajes en relación al armónico fundamental.

Es preciso recordar que el THD está definido por:

$$THD_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} \times 100\%$$

En donde

$V_h$  : Magnitud de cada componente armónico ( rms volts )  
 $h$  : Orden del armónico  
 $V_n$  : Voltaje nominal del sistema (rms volts).

### Límite de distorsión en la corriente

En el caso de los límites de distorsión en la corriente, estas armónicas provenientes de un consumidor son evaluadas en el PCC donde el sistema puede dar servicio a otros clientes. Los límites son dependientes de la carga del consumidor en relación con la capacidad de cortocircuito en el PCC. En la tabla 2.3, todos los límites son expresados como un porcentaje de la máxima corriente de carga promedio del consumidor:

$V_n \leq 69kV$						
$I_{sc} / I_L$	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
$69kV < V_n \leq 161kV$						
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20-50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50-100	5.0	2.25	2.0	1.25	0.35	6.0
100-1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0
$V_n > 161kV$						
<50	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$\leq 50$	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0

Tabla 2.3 Límite de la distorsión armónica de la corriente ( $I_h$ ) en % of  $I_L$

La Distorsión de demanda total (TDD) se define como:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_L} \times 100\%$$

Donde:

$I_h$  : magnitud de cada componentes de armónico individual ( amp rms )

$h$  : orden del armónico

$I_L$ : corriente de carga de máxima demanda (rms amps).

Si utilizan convertidores de potencia con un numero de pulsos ( $q$ ) mayor de 6 , el limite indicado en la tabla debe multiplicarse por un factor igual a :

$$\sqrt{\frac{q}{6}}$$

$I_{sc}$  = corriente de cortocircuito en el PCC

$I_L$  = corriente de demanda en la carga

### **NORMA IEC 1000**

Las normas Europeas son muy parecidas a la IEEE 519, sin embargo utilizan un procedimiento para diferenciar a las cargas y de esa manera poder establecer nuevas maneras de distinguir a las cargas (dispositivos). Para nuestros propósitos son importantes los aparatos de la clase D, el cual abarca a los equipos con forma de onda especial que tienen una potencia mayor de 75 y menor de 600 W y que son controladores de velocidad.

Es de hacer notar que de esta norma interesan las siguientes secciones:

IEC 1000-3-2 (IEC 61000-3-2) para límite armónico de la corriente

IEC 1000-2-4 para límite armónico del voltaje

#### **IEC 1000-3-2**

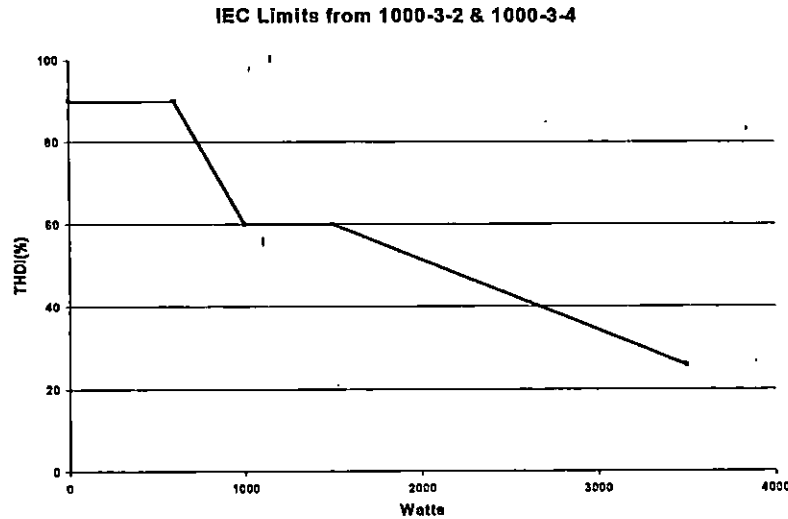
Esta sección comprende la parte que se refiere a los límites de contenido armónico en la corriente y cuyos resultados se relacionan con los de la IEEE 519.

En esta norma los límites de corriente de THD se definen según la tabla 2.4.

<b>Potencia (W)</b>	<b>THD límite (%)</b>
<600	90
1000-1500	60
>3500	26

**Tabla 2.4 Límite de THD de corriente para la IEC 61000-3-2**

La siguiente gráfica muestra la tabla anterior.



**Figura 2.1, Límite armónico TDD en función de la potencia.**

La siguiente tabla muestra el porcentaje de carga permisible que un convertidor puede manejar, de acuerdo a si este es de 6 o 12 pulsos (de 6 pulsos es un rectificador trifásico de puente completo y el de 12 son dos de los anteriores en paralelo), esta tabla se ha desarrollado sobre la base de la IEEE 519. Y la definición es la misma que en el caso de la sección 4-2 Limite de distorsión de corriente.

<b>Carga relativa del convertidor ( % )</b>		
Ssc /SL	6 pulsos	12 pulsos
20.00	17.00	36.00
20<50	27.00	57.00
50<100	40.00	86.00
100<1000	50.00	100.00
>1000	67.00	100.00

**Tabla 2.5 Carga del convertidor permisible. Donde Ssc = potencia de cortocircuito en el PCC (KVA) SL = carga total aparente en el PCC (KVA )**

### **IEC 1000 2-4 CLASS 2**

En esta sección se muestran los porcentajes individuales de cada componente Armónico de voltaje, que se aplican al ASD (o PDS); según la norma no se deben pasar estos límites para evitar distorsiones en el sistema de potencia y lograr el mejor rendimiento del ASD (evitar sobrecalentamientos en el motor)

Armónicos característicos		Armónicos triples		Armónicos pares	
H	Uh (%)	H	Uh (%)	H	Uh(%)
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1.50	4	1
11	3.50	15	0.30	6	0.50
13	3	21	0.20	8	0.50
17	2	>21	0.20	10	0.50
19	1.50			12	0.20
23	1.50			>12	0.20
25	1.50				
>25	0.2+12.5/h				
Distorsión armónica total THD < 8%					

Tabla 2.6, límites de distorsión de voltaje, Uh es voltaje del h armónico en %

### Aspectos que se recomiendan para obtener un buen rendimiento en un ASD (obtenido de NORSOK)

Como se menciona al principio de este capítulo no existen normas entre el Cicloconvertidor y el motor, en lo que se refiere a los límites de contenido armónico, y la razón es que cada método que utiliza el PWM, en todas sus variantes, inyecta un determinado nivel de THD al motor, o puede disminuir el contenido o una buena parte de un armónico en especial. Lo que existe pues es la recomendación de ciertos aspectos que deben llenar los ASD, estas características se han obtenido de NORSOK, la cual llama al conjunto del rectificador-inversor-motor (PDS), y el cual debe cumplir con:

### Requerimientos del PDS (según NORSOK)

- 1) El PDS debe ser capaz de operar con un torque específico entre el rango de velocidad de operación dado por variaciones de voltaje entre el -5% al +10% del voltaje de línea. En el rango desde -5% al -10% y del +10% al 15% el PDS debe operar normalmente, pero la reducción de potencia de salida/torque es aceptable. Una caída de voltaje del 85% de voltaje de línea por 500ms no debe causar salida del sistema.
- 2) El convertidor debe ser diseñado de tal manera que si cualquier falla en una parte de la unidad, esta falla no dañe cualquier parte del convertidor. Esto incluye cortocircuitos internos los cuales si no es protegido por fusibles deben ser limitado por el dispositivo involucrado.
- 3) El sistema de control debe ser capaz de controlar el manejador de velocidad por una rampa de velocidad, torque o potencia.



- 4) El PDS debe llenar los requerimientos de la IEC 1000, en especial el IEC 1000-2-4.
- 5) El PDS debe ser insensible a todos los picos y caídas de voltaje producidos internamente.
- 6) El PDS conectado a bajo el nivel de inmunidad a picos de voltaje debe ser 3 por unidad de la amplitud del voltaje de entrada y la máxima duración de 0.750 ms.
- 7) El PDS debe ser insensible a caídas de voltaje generadas externamente del 20% con duración de 3ms.

#### **Requerimientos del motor (según NORSOK)**

- 1) El aislamiento debe ser clase F.
- 2) La capacidad de sobrecarga debe ser mínima al 130 % para torque nominal durante 10 segundos y del 110% para el torque nominal durante 60 segundos.

Las anteriores normas son utilizadas como medios para que los fabricantes de equipos que utilicen circuitos rectificadores (elementos semiconductores: diodos, scr, etc.) se encuentren en márgenes aceptables de inyección de armónicas a los sistemas de potencia, así, las normas estratifican de acuerdo al nivel del voltaje y/o corriente la cantidad de TDH o la proporción de cada armónico individual, de tal manera que en nuestro trabajo se utilizaran como parámetros las normas de la IEEE y de la IEC (de origen europeo) debido que ambas se complementan y nos servirán para establecer si nuestro diseño se encuentra bajo esos requerimientos, los cuales podemos simular o medir.

En este momento ya se conoce que tipo de maquina con la cual tratamos, y las normas internacionales que debe cumplir un "Controlador de Velocidad ", viéndolos al conjunto Cicloconvertidor – motor como una carga electrónica (en el sentido que se utilizan semiconductores para el control).

## RESUMEN DEL CAPITULO II

Se han presentado las normas internacionales que limitan los niveles de THD y TDD, que son permisibles inyectar a un sistema de potencia, las normas son de la IEEE y la IEC; en nuestro caso en particular la norma que rige a nuestro dispositivo es la IEC, debido a que esta presenta la cantidad de TDD para dispositivos con una potencia menor de 600Watt el cual debe ser como máximo del 90%, además permite un THD máximo del 8% para equipos que utilizan 16 A, por fase. No se eligió la norma IEEE debido a que esta diseñada para sistemas de generación y distribución en los cuales se utilizan niveles de voltaje mayores a 1 KV.

## **CONCLUSIONES DEL CAPITULO II**

1. Los niveles de THD que como máximo debe inyectar el dispositivo ha de ser del 8%, y los porcentajes indicados de cada armónico según se presentan en la tabla 2.6
2. El nivel máximo de TDD que debe tener el cicloconvertidor ha de ser del 90 %, ya que maneja una potencia menor de 600 Watt.
3. Debe tomarse las mediciones del THD y del TDD en el PCC, y así poder compararon otros equipos similares

## REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS DEL CAPITULO II.

### Direcciones en internet

<http://www.ckc.com/flicker1.htm>

<http://www.mtecorp.com/harmsol.html>

<http://www.electroteck.com/seminars/asdapp.htm>

<http://www.nts.no/NOSOK/e/ecr00201/ecr00201.htm>

<http://www.teslaco.com/circuits.htm>

[http://www.ee.unsw.edu.au/depts/power/r\\_dped97.htm](http://www.ee.unsw.edu.au/depts/power/r_dped97.htm)

<http://www.nts.un/NORSOK/e/ecr00102/ecr00102.htm>

<http://www.cad.engabdn.ac.uk/~eng52|4/eg3555/stud5.html>

<http://www.pqnet.electroteck.com/pqnet/main/tech/519<sup>a</sup>/519<sup>a</sup>.htm>

<http://grouper.iee.org/groups/harmonic/p519a/>

<http://www.nas.net/~Ludbrook/ieee519.html>

### Articulos de la IEEE

Understanding the Changing requirements and Opportunities for Improvement of Operating Efficiency of ac Motors, IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS VOL. 29 NO 3. MAY/JUNE 1993.

Effects of Harmonics on Equipments .IEEE TRANSCATIONS ON POWER DELIVERY, VOL 8,, NO 2 APRIL 1993.

Update of Harmonics Standard IEEE-519 : IEEE Recommneded Practices and Requirements for Harmonics Control in Electric Power Systems. IEEE TRANSCATIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS VOL. 25 NO 6 NOV/DEC 1989

Application Considerations for PWM inverter-Fed Low-Voltage Induction Motors. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS VOL.30 NO 2 MARCH/APRIL 1994.

Analysis of Unstable Solutions in a Single-Phase ac/dc Converter. IEEE POWER ENGINEERING REVIEW, VOL 20 NO 6 JUNE 2000

**Otra Bibliografía.**

Harmonic Analysis Studies, Chapter 10.pag 239-261 BROWN BOOK. RECOMMENDED PRACTICE FOR INDUSTRIAL AND COMERCIAL POWER SYSTEMS ANALYSIS ( ANSI ) IEEE std 339-1990

Harmonic Reduccion in Low -Cost Power Supplies. Universidad de Valencia Laboratorio de Electrónica Industrial e instrumentación (LEII)

## CAPITULO III

### DISEÑO DEL PROTOTIPO DE CICLOCONVERTIDOR.

#### Introducción

El presente capítulo reúne las pruebas preliminares necesarias para conocer las características torque velocidad en el motor de prueba del que se dispone en el laboratorio, ya que el prototipo del cicloconvertidor será parte del equipo del laboratorio como medio de observar las características básicas que posee un control de esta naturaleza, en el manejo de la velocidad de un motor de inducción monofásico; además se presenta el circuito equivalente del motor utilizado y las pruebas para encontrar los parámetros y por último la comprobación de la relación entre  $V/f$ .

El capítulo incluye la presentación de la función de transferencia del sistema completo y la estabilidad del mismo tomando únicamente el criterio de Routh Hurwitz, además se presenta el diseño del prototipo y las pruebas realizadas para determinar las curvas de torque – velocidad.

### 3.1 PRUEBAS PARA DETERMINAR LAS CARACTERISTICAS DEL MOTOR.

Estas pruebas se realizan sobre la base a las recomendaciones que proporciona el manual de prácticas del motor, es decir, se siguen pasos para aproximar las características del mismo: torque, eficiencia, etc. En la sección de la elección del patrón PWM a utilizar se presenta la forma de onda de la corriente a la entrada del sistema de alimentación obtenidos mediante la simulación.

Para encontrar una relación entre la corriente en el estator y el torque en la carga, se procedió a realizar las mediciones realizando los pasos de la guía de laboratorio ( el procedimiento se encuentra en la sección de las pruebas hechas al motor al momento de obtener las curvas características de torque -velocidad ) aplicando para este propósito una carga constante de 208 gramos y obteniendo la siguiente tabla :

Condiciones normales en el motor  
Frecuencia del motor  
Voltaje en el motor

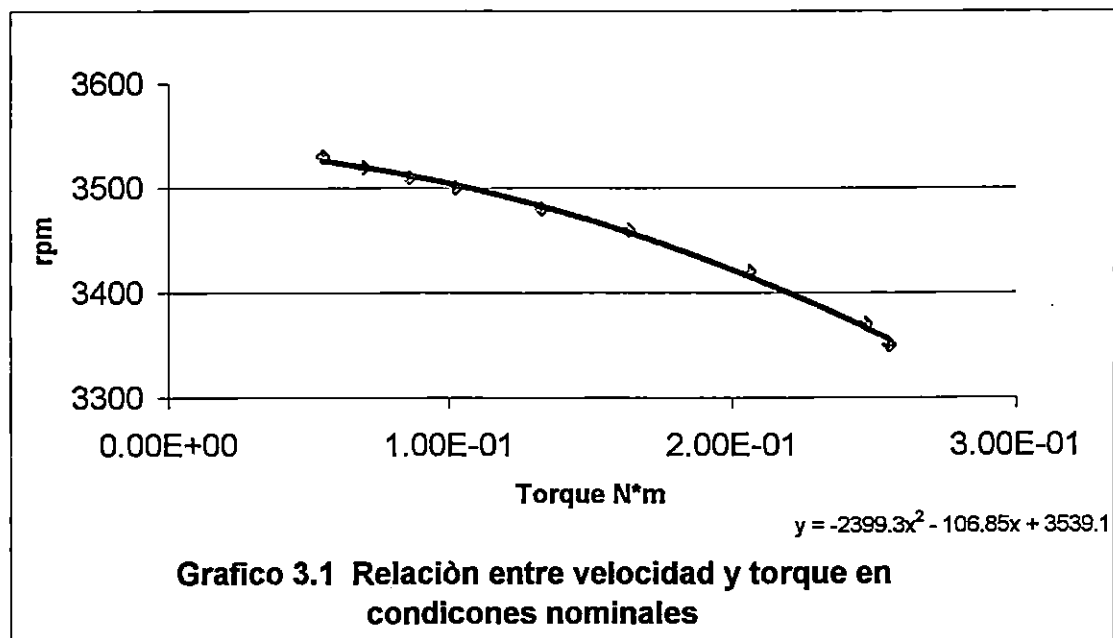
Vdc freno	I <sub>rms</sub>	V <sub>rms</sub>	Rpm	W( N )	x(m)	T ( N* m)
0	2,67	42	3530	2,04	2,70E-02	5,51E-02
1	2,76	42	3520	2,04	3,40E-02	6,94E-02
1,5	2,89	41,9	3510	2,04	4,20E-02	8,57E-02
2	3,02	41,9	3500	2,04	5,00E-02	1,02E-01
2,5	3,27	42	3480	2,04	6,50E-02	1,33E-01
3	3,55	42,1	3460	2,04	8,00E-02	1,63E-01
3,5	3,99	42	3420	2,04	1,01E-01	2,06E-01
4	4,52	41,8	3370	2,04	1,21E-01	2,47E-01
4,1	4,72	41,14	3350	2,04	1,25E-01	2,55E-01

Tabla 3.1. Cuadro resumen de los datos obtenidos de las pruebas realizadas al motor.

Al aplicar regresión lineal a los datos anteriores se obtiene la siguiente relación entre el torque de salida:

$$\tau = 0,0985 \cdot I - 0,1974$$

Interesante resulta saber cual es el comportamiento de la velocidad del motor en relación con el torque mecánico, por esta razón a partir de los datos experimentales presentados en la tabla anterior, se gráfica la relación de la velocidad del eje-torque mecánico.



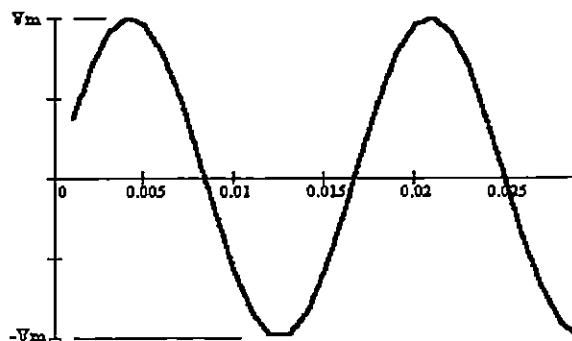
La anterior gráfica 3.1 se utilizará al momento de determinar la función de transferencia del motor y el control de velocidad

### 3.2 DETERMINACION DE LA RELACION ENTRE VOLTAJE RMS Y FRECUENCIA EN EL MOTOR

Para la determinación de esta relación se realizaron ciertas pruebas al motor que se utiliza en el prototipo a realizar. Esta prueba consiste en determinar el flujo magnético producido en dicho motor, esto se puede lograr incorporando dos embobinados adicionales en el estator del motor, cada uno con diferentes números de vueltas a fin de obtener valores de voltajes inducidos diferentes en dichos embobinados, los resultados de dichas pruebas se presentan a continuación.

Para esta prueba se agregaron dos embobinados, uno con 10 vueltas y el otro con 18 vueltas, una vez incorporados se puso en funcionamiento el motor sin ninguna carga y se dejó que estabilizara, una vez se estabilizó se procedió a medir los valores de los voltajes inducidos en cada uno de los embobinados, así como también el periodo; de tal forma que el voltaje inducido en los embobinados de prueba se asemejan a la señal representada en figura siguiente:





**Fig. 3.1 Forma de onda del voltaje inducido en las bobinas de prueba.**

Los resultados que se obtuvieron fueron los siguientes:

En el embobinado de 10 vueltas

$$V_{rms} := 1.857V$$

$$f := \frac{1}{1.65 \cdot 10^{-3}}$$

$$f = 60.606E+000$$

En el embobinado de 10 vueltas

$$V_{rms} := 3.160V$$

$$f := \frac{1}{1.65 \cdot 10^{-3}}$$

$$f = 60.606E+000$$

Ahora tomando la ecuación de la Ley de Faraday y resolviendo para el flujo se tiene:

$$\phi = \frac{V_m}{\omega \cdot N} \cdot \cos(\omega \cdot t)$$

donde

- $\phi$ : es flujo en el núcleo del motor
- $V_m$ : es la magnitud del voltaje aplicado
- $\omega$ : es la frecuencia eléctrica
- $N$ : el número de vueltas o espiras

Además la forma de señal obtenida es una señal senoidal se tiene que:

$$V_{rms} = \frac{V_m}{\sqrt{2}}$$

entonces:

$$V_m = \sqrt{2} \cdot V_{rms}$$

Como la frecuencia del voltaje inducido en cada embobinado es igual y el flujo en el núcleo es el mismo se tiene

$$\phi = \frac{V_{rms}}{\omega \cdot N}$$

$$N \cdot \phi = \frac{V_{rms}}{2 \cdot \pi \cdot f}$$

$$2 \cdot \pi \cdot N \cdot \phi = \frac{V_{rms}}{f}$$

para  $N := 10$

$$V_{rms} := 1.857$$

$$f := 60$$

$$2 \cdot \pi \cdot N \cdot \phi = \frac{V_{rms}}{f}$$

$$\phi := \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{rms}}{(\pi \cdot N \cdot f)}$$

$$\phi = 492.585E-006$$

Ahora

$$\frac{V_{rms}}{f} = 2 \cdot \pi \cdot N \cdot \phi$$

$$2 \cdot \pi \cdot N \cdot \phi = 30.95E-003$$

para  $N := 18$

$$V_{rms} := 3.16$$

$$f := 60$$

$$2 \cdot \pi \cdot N \cdot \phi = \frac{V_{rms}}{f}$$

$$\phi := \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{rms}}{(\pi \cdot N \cdot f)}$$

$$\phi = 465.676E-006$$

Ahora

$$\frac{V_{rms}}{f} = 2 \cdot \pi \cdot N \cdot \phi$$

$$2 \cdot \pi \cdot N \cdot \phi = 52.667E-003$$

De estos resultados se tiene

$$N \cdot \phi \cdot 2 \cdot \pi = \frac{V_{rms}}{f}$$

$$\frac{V_{rms}}{f} = 0.003 \cdot N$$

De la relación

$$\frac{V_{rms}}{N} = 0.17556$$

para un voltaje de 42 Vrms se tiene

$$\frac{42}{N} = 0.17556$$

N := 240 aproximadamente y luego:

$$\frac{V_{rms}}{f} = 0.003 \cdot N$$

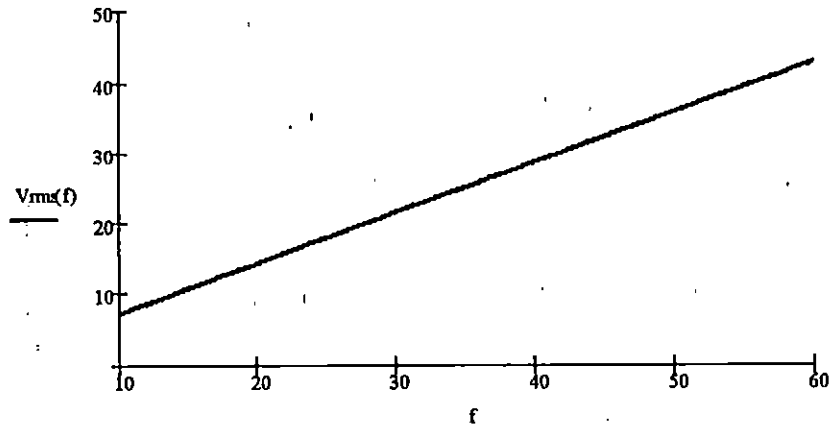
$$0.003 \cdot N = 0.72$$

$$\frac{V_{rms}}{f} = 0.72$$

Por lo cual si se grafica dicho resultado obtendremos:

$$V_{rms}(f) := 0.72 \cdot f$$

Sin embargo para fines de cálculo nosotros aproximamos la relación  $V_{rms} = 0.7 f$  y la cual se manejará así en la función de transferencia.



Gráfica 3.2 Relación entre el voltaje y la frecuencia.

### 3.3 DETERMINACIÓN DEL CIRCUITO EQUIVALENTE DEL MOTOR DE INDUCCIÓN MONOFÁSICO.

Para poder realizar un análisis del sistema de control velocidad es necesario conocer el circuito equivalente del motor, por tal razón en este apartado, se presenta el procedimiento utilizado.

Partimos de los datos de placa del motor los cuales son los siguientes:

Velocidad nominal:	3500 rpm
Corriente nominal:	4.9 A (rms)
Voltaje nominal:	42 V (rms)
Frecuencia nominal:	60 Hz
Potencia nominal:	125 W

Para determinar el circuito equivalente del motor monofásico de inducción, se llevaron a cabo las pruebas de:

- a) **Prueba de DC**, en la realización de esta prueba se alimenta al embobinado principal del motor con un voltaje de DC y el rotor se encuentra sin carga; el

objetivo es que el motor consuma la corriente nominal en DC, de tal manera poder medir la resistencia del embobinado principal.

- b) **Prueba en vacío**, en esta prueba el motor trabaja en vacío, y se alimenta al voltaje nominal; el objetivo de esta prueba es medir la corriente y la potencia real que consume el motor.
- c) **Prueba de Rotor Bloqueado**, en esta el motor se alimenta con un voltaje variable y se carga el eje de tal manera que el motor consuma la corriente nominal; el objetivo es medir la corriente consumida, el voltaje de alimentación y la potencia.

Con el fin de medir los parámetros anteriores se utilizó el CIRCUTOR que es analizador de redes trifásicas y que se puede conectar en dos configuraciones, esta cualidad fue un problema para medir los valores que se deseaban, ya que la naturaleza monofásica de la carga exigía hacer un arreglo adecuado en cada prueba para medir los valores que deseamos.

Además es de hacer ver que el motor utilizado para las pruebas es monofásico de dos fases, y que el sistema que lo alimenta es carácter trifásico, lo que obligaba hacer los siguientes arreglos, así:

- a) **Prueba en Vacío**, se midió como si se tratara de una carga trifásica, con la diferencia que en una fase no se midió el voltaje y la corriente y se tubo acceso al neutro, por otra parte no todos los datos que proporcionó el aparato de medición se utilizaron, como el factor de potencia, y el criterio para elegir los correctos fue basándose en la comparación de las mediciones que realizaba el modulo de aprendizaje del cual forma parte el motor, a continuación se reproducen los cálculos obtenidos:

Parámetro	Fase 1	Fase 2	Promedio
Corriente	2.991	2.991	1.994
Voltaje	14	32	15
Factor de potencia	-0.11	0.64	-0.48

Tabla 3.2. Valores medido en la prueba de vacío.

El voltaje entre línea es 42 V, y la potencia de entrada es de 50W, el modulo de aprendizaje utilizado muestra una potencia de 49W. El motor se arrancaba por capacitor y luego se desconectaba.

- b) **Prueba de DC**, para obtener la corriente nominal en DC, se utilizó una fuente variable de voltaje de DC, de esta manera se obtuvo:

$$I_{dc} = 4.9 \text{ A}$$

$$V_{dc} = 5.82 \text{ V}$$

- c). **Prueba de Rotor Bloqueado**, para la medición de los parámetros se requirió hacer una conexión diferente a la prueba en vacío, ya que no se obtenía potencia real, por lo cual se midió el voltaje y corriente en una sola fase, por medio de las seis entradas del aparato medidor (tres de voltaje y tres de corriente) y se tubo acceso al neutro. El motor se arrancó por capacitor y en operación se desconectó. Esta conexión en la prueba de vacío no es adecuada, ya que no mide la potencia real. Se obtuvieron los siguientes datos:

Parámetro	Fase 1	Fase 2	Fase 3	Promedio
Corriente	4.957	4.957	4.707	4.871
Voltaje	8	8	8	8
Potencia	0	33	0	33
Factor de potencia	0	-0.95	0	-0.30

Tabla 3.3. Valores medidos en la prueba de rotor bloqueado

El voltaje de línea es 16.46 V y la potencia consumida es de  $2 \times (33) = 66W$ , porque la conexión solamente mide la potencia de una sola fase, y además que la potencia debería ser en estas condiciones aproximadamente

$$P = 1.3 R_{BP} (I_{RB})^2 = 1.3 \times 2 \times 4.9^2 = 62.4$$

Donde :

$R_{BP}$  : resistencia del embobinado principal (  $2 \Omega$  )

$I_{RB}$  : corriente de rotor bloqueado.

Los resultados no cambian significativamente si se deja el capacitor durante la operación del motor, de acuerdo a las mediciones del CIRCUITOR.

El procedimiento utilizado para encontrar los parámetros del circuito equivalente del motor esta basado la teoría de los campos magnéticos giratorios (según en el texto de Leander Match). Si se observa en el esquema, el objetivo es determinar los valores de las variables  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $X_1$ ,  $X_2$  y  $X_m$ , para ello se toman en cuenta los valores obtenidos a partir de las pruebas realizadas al motor, las cuales ya se mencionaron anteriormente.

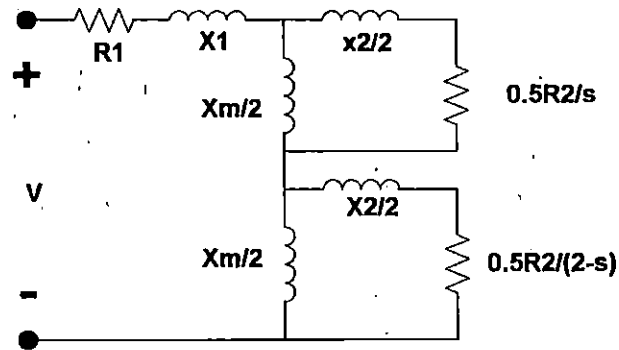


Figura 3. 2. Circuito equivalente del motor de inducción monofásico

### Prueba de DC:

$$R_1 = 5.82/4.9 = 1.187 \Omega$$

### Prueba de vacío:

Siendo

$$X_0 = X_1 + 0.5 X_M + 0.5 X_2$$

$$|Z_{oc}| = 42 / 2.991 = 14.04 \Omega$$

$$P_{ent} = 50 \text{ Watts}$$

$$50 = V_L I_L \cos(\theta)$$

$$FP = \cos(\theta) = 50 / ((42)(2.991)) = 0.398$$

$$\theta = 66.54^\circ$$

Por lo anterior se tiene

$$Z_{oc} = 14.04 \angle 66.54^\circ$$

$$Z_{oc} = 5.589 + j 12.87$$

$$12.87 = X_1 + 0.5 X_m + 0.5 X_2$$

Al simplificar el modelo se asume  $X_1 = X_2$ , por lo tanto:

$$12.87 = 1.5 X_2 + 0.5 X_m$$

**Prueba de Rotor bloqueado:**

$$X_2 = X_1 = X_L / 2$$

$$X_m = X_o - 1.5 X_1$$

$$r_L = P_L / (I_L)^2 = 66 / (4.95)^2 = 2.69 \Omega$$

$$r_2 = (r_L - r_1) ((X_2 + X_m) / (X_m))^2$$

$$X_L = X_1 + X_2$$

$$r_L = r_1 + r_2$$

$$|Z_{sc}| = 16.4 / 4.957 = 3.31 \Omega$$

$$66 = V_L I_L \cos(\theta)$$

$$\cos(\theta) = (66) / ((16.4)(4.957)) = 0.808$$

$$\theta = 36.01^\circ$$

$$Z_L = 3.31 \angle 36.01^\circ$$

$$Z_L = 2.678 + j 1.946$$

$$1.946 = X_1 + X_2$$

Por ser un motor de clase B se puede asumir:

$$X_1 = X_2 = 0.973 \Omega$$

$$X_m = 22.821 \Omega$$

$$r_2 = 1.634 \Omega$$

En síntesis, los valores de los parámetros del circuito equivalente son los siguientes:

$$R1 = 1.182 \Omega$$

$$X1 = X2 = j0.973 \Omega$$

$$R2 = 1.634 \Omega$$

$$X_M = 22.821 \Omega$$



### 3.4 DESCRIPCIÓN TEORICA DEL SISTEMA REALIMENTADO CICLOCONVERTIDOR-MOTOR.

El esquema general de lo que es del sistema cicloconvertidor-motor está basado en las partes principales las siguientes:

- 1-Suministro de energía eléctrica
- 2-Rectificador no controlado
- 3-Inversor
- 4-Motor
- 5-Tacómetro
- 6-Contol de velocidad
- 7-Generador PWM

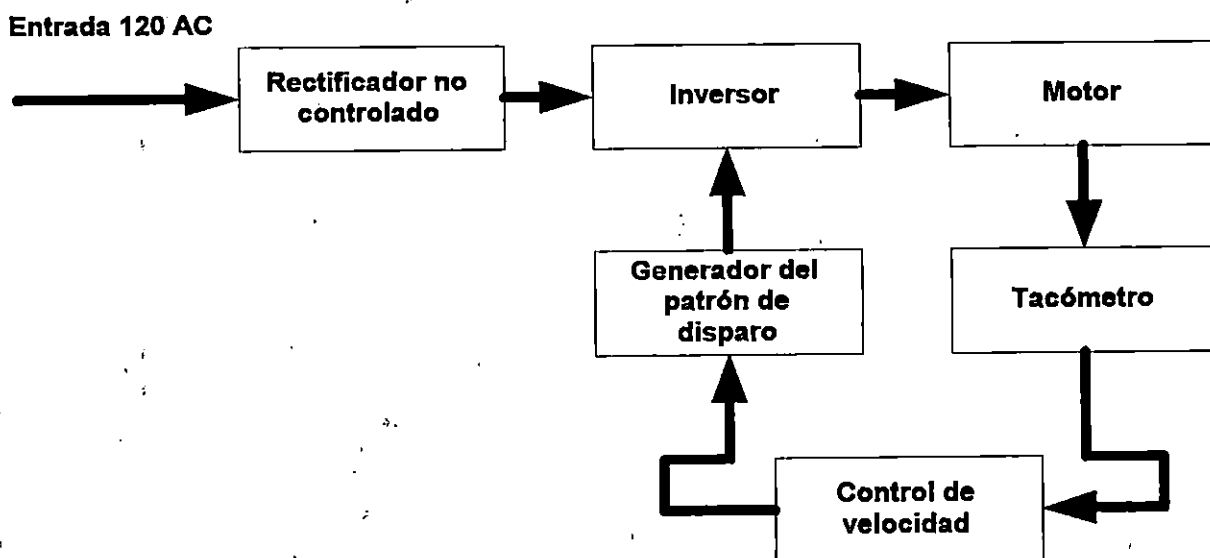


Figura 3.3 Esquema que muestra la forma general del cicloconvertidor.

Se explicará a grandes rasgos cada etapa del Cicloconvertidor, ya que cada parte ampliara en la sección de diseño de los mismos.

#### SISTEMA ELÉCTRICO- RECTIFICADOR NO CONTROLADO.

En esta sección se escogerá un sistema monofásico de alimentación de 110V, obtenidos de una subestación conectada en estrella aterrizada luego con un transformador se baja el voltaje a 42 Vrms ; En cuanto al rectificador será un puente diodo de onda completa el cual como máximo ha de producir como se sabe hasta 59.9 voltios de DC, sin

embargo esto bajará debido a la carga la pequeña caída de voltaje en el puente y resistencia de los cables y obteniéndose al final en el capacitor 55 Vdc.

## **INVERSOR**

Es del tipo de puente en H utilizando como elementos de conmutación BJT, los deben ser capaces de majar la corriente que demanda motor y el voltaje que ha de aparecer entre sus terminales.

## **GENERADOR DEL PATRON DE DSIPARO ( PWM).**

Tendrá la función de originar los anchos de pulso para la conmutación de los BJT, incluirá además dispositivos de acople entre estos y el control; aquí el generador es parte de la sección de control.

## **TACOMETRO.**

Se encarga de censar la velocidad del motor, necesario para el control de la velocidad en lazo cerrado, además se acoplará al control que decidirá si ajusta los anchos de pulso y por ende la frecuencia

## **CONTROL DE VELOCIDAD**

Es la parte central de generación de pulsos a una determinada frecuencia (recuérdese que la frecuencia influye en la velocidad del motor) y de censar la velocidad.

### **3.5 FUNCION DE TRANSFERENCIA DEL SISTEMA MOTOR-CICLOCONVERTIDOR**

El objetivo de hallar una función de transferencia es para saber tan estable será el sistema; la función de transferencia del sistema de lazo cerrado, como es nuestro caso, siempre se vuelve complejo cuando se trata de un sistema real y en el cual se desea mucha precisión, es decir, representar todos los elementos del sistema lo más fiel posible, sin embargo, se puede lograr una buena aproximación si se toman en cuenta relaciones experimentales.

En nuestra situación representar el sistema motor-cicloconvertidor en lazo cerrado, se ha tomado en cuenta relaciones que de alguna manera representan elementos o características del mismo, o por lo menos son bloques que muestran a grandes rasgos lo que sucede en el sistema completo. Es de esta manera que iniciamos este capítulo presentando el diagrama general del sistema realimentado, el cual se muestra a continuación.

### DIAGRAMA DE BLOQUES DEL SISTEMA REALIMENTADO CICLOCONVERTIDOR-MOTOR

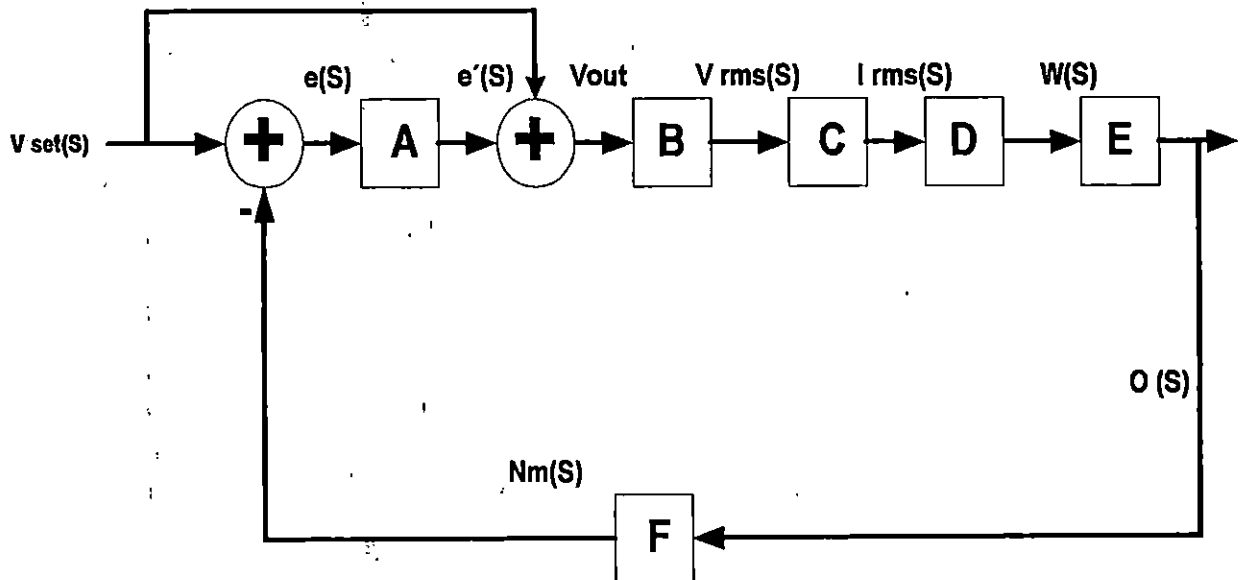


Fig.3:4 Diagrama de bloques del sistema de control de velocidad del motor.

En el diagrama de bloques se puede ver cada una de las partes que forman parte del sistema realimentado; cada uno de los cuales se estará desglosando en lo que resta del presente capítulo.

Primeramente encontraremos la función de transferencia que representa al motor para ello tomamos en cuenta las pruebas realizadas al motor, tal y como se muestran en la sección 3.3. De manera que nos auxiliamos del circuito equivalente previamente encontrado:

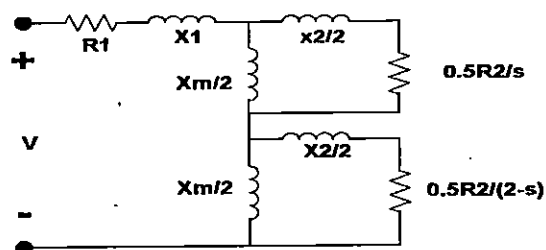


Fig. 3.5 Circuito equivalente del motor de prueba

Si se reduce el circuito equivalente del motor y tomando el deslizamiento  $s=0.03$ .

Y Haciendo un LVK se tiene:

$$V(t) = i R_1 + 1/C \int i dt + L_1 di/dt + i (R_F + R_B) + (L_{eqB} + L_{eqF}) di/dt$$

Aplicando la place y con condiciones iniciales igual a cero se tiene:

$$V(s) = I(s) [ R_1 + R_F + R_B ] + sI(s) [ L_1 + L_{eqB} + L_{eqF} ] + 1/Cs I(s)$$

$$V(s) = I(s) [ K_1 + K_2 s + K_3 /s ]$$

Donde :

$$K_1 = R_1 + R_F + R_B$$

$$K_2 = L_1 + L_{eqB} + L_{eqF}$$

$$K_3 = 1/Cs$$

Sustituyendo los valores se obtiene:

$$I(s)/V(s) = s / ( 4.124s + 31.96 \times 10^{-3} s^2 + 40000 )$$

### Otras relaciones del sistema

En la obtención de los elementos del diagrama de bloque del sistema motor-cicloconvertidor se toman en cuenta las siguientes tablas que se grafican, con el objeto de entender de donde surgen las relaciones de la función de transferencia del sistema.

Teniendo en cuenta las siguientes tablas que son de carácter experimental y de calculo:

Frecuencia fundamental HZ	T <sub>on</sub> ( μ s )	V <sub>rms</sub>	V <sub>set</sub>	n (rpm )
60	468	42	6.2	3500
40	324	30	4.9	2328

Tabla 3.4, Valores utilizados para determinar las relaciones del sistema.

De la tabla 3.4 se obtienen las siguientes relaciones que forman parte de la función de transferencia.

Antes de describir cada bloque es necesario definir:

**F<sub>s</sub>** : alta frecuencia de valor 20 veces mayor que F<sub>o</sub>.

**F<sub>o</sub>** : frecuencia fundamental de la señal de alimentación a la cual se quiere que el motor gire a una determinada velocidad.

- Vset** : Voltaje de comparación que con su magnitud determina el valor de voltaje rms que entra al motor y que junto con  $t_{on}$  y  $f_s$  determinan la velocidad del mismo.
- e** : voltaje proporcional al error.
- e'** : el error ajustado por el PID.
- Vout** : Voltaje de salida que representa a la Vset ya ajustado, esta es la señal de control de disparo.
- Vrms** : voltaje de entrada del motor.
- Irms** : Corriente de entrada del motor.
- $\omega$  : Velocidad Angular del rotor.
- $\theta$  : desplazamiento angular del eje.

### Relación entre la frecuencia y el Vset (obtenido de la Tabla anterior).

Relación experimental entre la señal de alta frecuencia y el voltaje de comparación es:

$$m = 20(60 - 40) / (6.2 - 4.9) = 307.7$$

$$m1 = m^{-1} = 3.25E-3$$

$$Vset(s) / Fs(s) = 3.25E-3$$

Del diagrama de bloques podemos mencionar cada una de sus partes:

### BLOQUE B ( se obtiene a partir de la Tabla 3.4)

Relación entre el voltaje de entrada al motor y el voltaje de comparación (Vout en el diagrama de bloques); la expresión es la siguiente:

$$(Fs(s) / Vset(s)) * (Fo(s) / Fs(s)) * (Vrms(s) / Fo(s)) = Vrms(s) / Vset(s)$$

$$Vrms(s) / Vset(s) = 307.7 * (1/20) * (0.7)$$

$$Vrms(s) / Vset(s) = 10.77$$

### BLOQUE C

Circuito equivalente del cual ya se dedujo la función de transferencia.

### BLOQUE D

Se obtiene a partir de los datos de la tabla de las pruebas practicadas al motor (según la tabla 3.1), la relación siguiente para el torque en función de la corriente:

$$T = 2.9435 - 8.48E-4 \omega$$

$$T = -0.2198 + 7.147E-2 I$$

$$\omega(s) / I(s) = \omega(s) / T(s) * T(s) / I(s) = (909.09) * (0.098)$$

$$\omega(s) / I(s) = 89.09$$

### **BLOQUE E**

Se obtiene de una relación física entre la velocidad y el desplazamiento es:

$$\omega = d\Theta / dt$$

Aplicando Laplace:

$$\Theta(s) / \omega(s) = 1/s$$

### **BLOQUE F (obtenido de la Tabla 3.1)**

La siguiente relación permitirá determinar la función de transferencia que involucra al tacómetro:

$$m = (3500 - 2328) / (6.2 - 4.9) = 901.53$$

$$Nm(s) / \Theta(s) = 1.11E-3 * s$$

$$F(s) = 1.11E-3 s$$

En las siguientes líneas se determina la función de transferencia del sistema, de lo cual nosotros tomamos el resultado, y encontramos que los polos de la función de transferencia son:

$$\begin{aligned} & -47.24 + j1117.7 \\ & -47.24 - j1117.7 \end{aligned}$$

Aplicando Routh Hurwitz:

$S^2$	799	$1.0 \times 10^9$
$S^1$	$1.305 \times 10^5$	0
$S^0$	$1.3 \times 10^{14}$	

Lo anterior indica que el sistema es estable.

## CONTROLADOR PID (BLOQUE A)

Antes de definir que es un control PID (proporcional, integral, derivativo), es necesario tener presente que es un sistema en cadena cerrada o servosistema: Cuando se quiere aumentar la precisión de un sistema de control en cadena abierta debe incluirse un enlace entre las señales de entrada y salida. Por medio de este enlace, denominado cadena de retorno, la salida se introduce en el sistema después de compararse con la señal de entrada. la señal resultante de la diferencia entre la señal de entrada y la señal de salida debe actuar sobre el sistema a gobernar con el fin de corregir el error.

Aquí se definirá la influencia que tiene el PID sobre un sistema cualquiera, y no se pretende dar una explicación matemática, ya que los libros de texto que aparecen en la bibliografía representan un mejor recurso para esa meta. Además con las herramientas tal como Matcad o Mathlab, se puede encontrar los valores más adecuados para los parámetros de la función del PID en el dominio de la frecuencia, los cuales proporcionarían cantidades reducidas en el rebase máximo y hace que el error en régimen permanente se mantenga con el transcurso del tiempo después del tiempo de respuesta ( Rebase: indica el valor máximo del error entre la entrada y salida durante un régimen transitorio ). Este tipo de fenómeno únicamente se manifiesta cuando el sistema junto con el PID son sometidos a un a señal de tipo escalón unitario (step function) y se observa su respuesta.

Definimos ahora lo que es un PID.

### GANANCIA DEL CONTROLADOR P

Como se sabe un sistema tipo proporcional es el que desarrolla un efecto corrector proporcional al valor de la señal de entrada, éstos tienen la desventaja de: la elección de un valor conveniente de la ganancia directa A resulta de un compromiso entre el valor de error en régimen permanente y el rebase máximo de la salida .

### GANANCIA DEL CONTROLADOR I

Tiene mejor precisión en régimen permanente, y consiste en introducir una señal proporcional a la integral del error en el tipo.

### GANANCIA DEL CONTROLADOR D

Este mejora el rebase de un sistema dado, pero no afecta el error en régimen permanente cuando este es constante en el tiempo; este es un control de anticipación detectando por adelantado un rebase elevado y proporcionando un esfuerzo corrector apropiado antes que dicho rebase tenga lugar (se mide la pendiente instantánea de la señal de error), si el error aumenta con el tiempo se desarrolla un par proporcional  $de/dt$ , que reduce la magnitud del error

## FUNCIONAMIENTO DEL CONTROLADOR PID

Se requiere diseñar y construir un controlador PID para regular la posición de un servomotor de corriente directa. La figura 1 muestra el diagrama de bloques del sistema controlado, en donde:

- La señal de salida,  $y$ , corresponde a la salida del terminal móvil del potenciómetro. Si éste se alimenta con  $V_{int}$  voltios en sus terminales fijos, producirá un voltaje en su terminal móvil ( $c$ ) equivalente a su Frecuencia (velocidad).
- La señal de referencia,  $V_{set}$ , corresponde a la frecuencia (velocidad) deseada.
- La señal de error,  $e$ , corresponde a la diferencia entre la señal de referencia y la señal de salida.
- La señal de control,  $u$ , corresponde al voltaje producido por el controlador para disminuir o anular el error. Si la señal de error es positiva indica que la referencia es mayor que la salida real, entonces el controlador coloca un voltaje positivo al motor para que continúe girando hasta minimizar o anular el error. Si por el contrario la señal de error resulta negativa indica que la salida sobrepasó la referencia entonces el controlador debe poner un voltaje negativo para que el motor gire en sentido contrario hasta minimizar o anular el error.

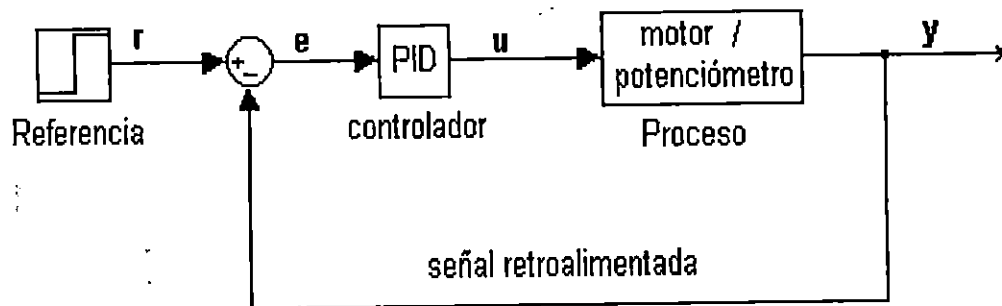


Fig. 3.6 Diagrama general del sistema PID

La función de transferencia de un controlador PID se muestra a continuación:

$$K_p + \frac{K_I}{s} + K_D s = \frac{K_D s^2 + K_p s + K_I}{s}$$

Donde se definen:

- $K_p$  = ganancia proporcional
- $K_I$  = ganancia integral



- $K_d$  = ganancia derivativa

Anteriormente ya se determinó los valores de cada uno de los bloques, ea excepción del bloque A que es la función de transferencia del PID. Pues bien, para tener una idea clara acerca de la función del PID encontraremos la función de transferencia de lazo cerrado para ambos casos, en el primero se dejará fuera al PID y a partir de la función de transferencia resultante se le aplicará la señal escalón unitario y se graficará la señal de salida. Posteriormente en el segundo caso se calculará la función de transferencia del sistema pero con la inclusión del PID.

En la siguiente sección primeramente se hace un análisis del sistema sin la utilización del PID.

### **Función de transferencia de lazo cerrado y respuesta al escalón unitario sin el pid.**

De la figura 3.7, tenemos:

Para el bloque A:

$A=1$ , esto significa que el PID no forma parte de la función de transferencia del sistema realimentado.

El bloque B relaciona el voltaje out con el valor rms a la entrada del motor:

$$B = 10.76$$

El bloque C relaciona la corriente en el motor con la velocidad angular:

$$C = \left( \frac{s}{31.96 \cdot 10^{-3} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 40000} \right)$$

El bloque D relaciona la velocidad angular con la corriente en la entrada del motor:

$$D = 85.22$$

El bloque E relaciona la velocidad angular con el desplazamiento angular:

$$E = \frac{1}{s}$$

El bloque F relaciona el desplazamiento angular con el voltaje medido y es de hacer notar que implícitamente aquí a F se le ha aplicado el signo negativo de la realimentación, de manera que por F tenemos:

$$F = -1.2 \cdot 10^{-3} \cdot s$$

Si definimos la ganancia en la trayectorias directas daría la siguiente relación:

$$M_1 = A \cdot B \cdot C \cdot D \cdot E$$

$$M_2 = B \cdot C \cdot D \cdot E$$

$$M_1 = 1 \cdot (10.76) \cdot \left( \frac{s}{31.96 \cdot 10^{-3} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 40000} \right) \cdot (85.22) \cdot \left( \frac{1}{s} \right)$$

$$M_1 = \frac{917.0}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)}$$

$$M_2 = (10.76) \cdot \left( \frac{s}{31.96 \cdot 10^{-3} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 40000} \right) \cdot (85.22) \cdot \left( \frac{1}{s} \right)$$

$$M_2 = \frac{917.0}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)}$$

Se determinará la función de transferencia de lazo cerrado, utilizando para ello la fórmula de ganancia para gráficas de flujo de señal:

$$\Delta = 1 - [(A) \cdot (B) \cdot (C) \cdot (D) \cdot (E) \cdot (F)]$$

$$M(s) = \sum_{k=1}^N \left[ \frac{(M_k \cdot \Delta_k)}{\Delta} \right]$$

$$\Delta = 1 - \left[ (1) \cdot (10.76) \cdot \left( \frac{s}{31.96 \cdot 10^{-3} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 40000} \right) \cdot (85.22) \cdot \left( \frac{1}{s} \right) \cdot (-1.2 \cdot 10^{-3} \cdot s) \right]$$

$$\Delta = 1 - \left[ \frac{-1.100}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)} \cdot s \right]$$

$$M_1 = \frac{917.0}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)}$$

$$\Delta_1 = 1$$

$$M_2 = \frac{917.0}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)}$$

$$\Delta_2 = 1$$

$$M(s) = \frac{(M_1 \cdot \Delta_1 + M_2 \cdot \Delta_2)}{\Delta}$$

$$M(s) = \frac{\left[ \frac{917.0}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)} \cdot 1 + \frac{917.0}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)} \cdot 1 \right]}{\left[ 1 - \frac{-1.100}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)} \cdot s \right]}$$

$$M(s) = \frac{1834.}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)} \cdot \left[ 1 + \frac{1.100}{(3.196 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 4.000 \cdot 10^4)} \cdot s \right]$$

Simplificando tenemos:

$$M(s) = \frac{(4.585 \cdot 10^7)}{(799 \cdot s^2 + 1.305 \cdot 10^5 \cdot s + 1.000 \cdot 10^9)}$$

A partir de este punto buscaremos la respuesta al escalón del sistema.

$$Y(s) = M(s) \cdot X(s)$$

Si  $X(t) = 1u(t)$ , entonces:

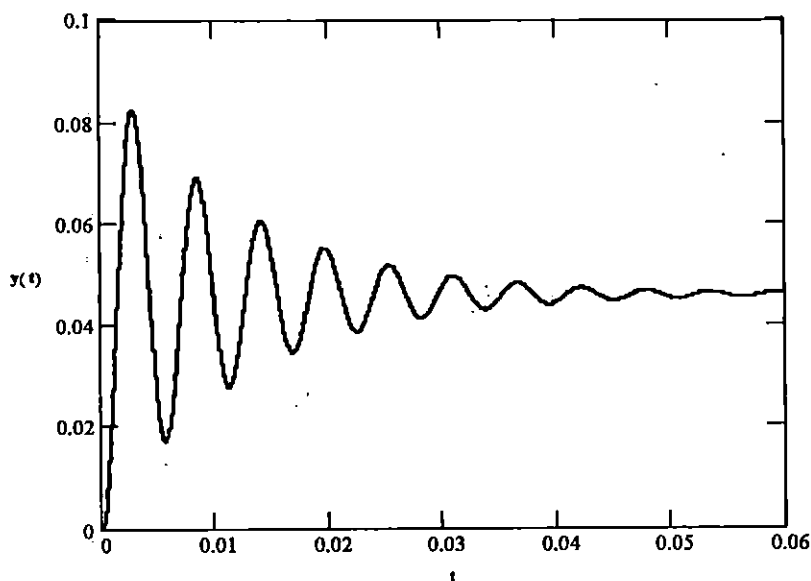
$$u = \frac{1}{s}$$

$$Y(s) = \frac{(4.585 \cdot 10^7)}{(799 \cdot s^2 + 1.305 \cdot 10^5 \cdot s + 1.000 \cdot 10^9)} \cdot \frac{1}{s}$$

$$Y(s) = \frac{(4.585 \cdot 10^7)}{[(799 \cdot s^2 + 1.305 \cdot 10^5 \cdot s + 1.000 \cdot 10^9) \cdot s]}$$

Encontrando la respuesta al escalón unitario para el sistema si el PID nos queda:

$$y(t) := 4.585 \cdot 10^{-2} - 4.585 \cdot 10^{-2} \cdot \exp(-81.66 \cdot t) \cdot \cos(1116 \cdot t) - 3.357 \cdot 10^{-3} \cdot \exp(-81.66 \cdot t) \cdot \sin(1116 \cdot t)$$



Gráfica 3.7, Respuesta del sistema ante una señal escalón, sin utilizar el PID

De la gráfica anterior se puede ver que el sistema tiene un tiempo de asentamiento relativamente grande, por lo cual vale la pena intentar solventar este problema aplicando al sistema el circuito PID.

#### Análisis de la respuesta al escalon unitario con el pid.

El bloque A, en éste caso tiene un valor distinto de 1 ya que en éste caso el PID forma parte de la función de tranferencia del sistema realimentado.

$$A = \frac{Kd \cdot s^2 + Kp \cdot s + Ki}{s}$$

El bloque B relaciona el voltaje out con el valor rms a la entrada del motor:

$$B = 10.76$$

El bloque C relaciona la corriente en el motor con la velocidad angular:

$$C = \left( \frac{s}{31.96 \cdot 10^{-3} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 40000} \right)$$

El bloque D relaciona la velocidad angular con la corriente en la entrada del motor:

$$D = 85.22$$

El bloque E relaciona la velocidad angular con el desplazamiento angular:

$$E = \frac{1}{s}$$

El bloque F relaciona el desplazamiento angular con el voltaje medido, el es un equivalente de

$$F = -1.2 \cdot 10^{-3} \cdot s$$

Se determinará la función de transferencia de lazo cerrado, utilizando para ello la fórmula de ganancia para gráficas de flujo de señal:

$$\Delta = 1 - [(A) \cdot (B) \cdot (C) \cdot (D) \cdot (E) \cdot (F)]$$

$$M(s) = \sum_{k=1}^N \left[ \frac{(M_k \cdot \Delta_k)}{\Delta} \right]$$

$$\Delta = 1 - \left[ \left( \frac{K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_I}{s} \right) \cdot (10.76) \cdot \left( \frac{s}{31.96 \cdot 10^{-3} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 40000} \right) \cdot (85.22) \cdot \left( \frac{1}{s} \right) \cdot (-1.2 \cdot 10^{-3} \cdot s) \right]$$

$$\Delta = 1 + 1.10036064000000000000 \frac{(K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_I)}{(3.19600000000000000000 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 40000)}$$

$$M_1 = 22924180 \cdot \frac{(K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_I)}{[(799 \cdot s^2 + 103000 \cdot s + 1000000000) \cdot s]}$$

$$M_2 = \frac{22924180}{(799 \cdot s^2 + 103000 \cdot s + 1000000000)}$$

$$M(s) = \frac{(M_1 \cdot \Delta_1 + M_2 \cdot \Delta_2)}{\Delta}$$

$$M(s) = \frac{\left[ 22924180 \cdot \frac{(K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_I)}{[(799 \cdot s^2 + 103000 \cdot s + 1000000000) \cdot s]} \cdot 1 + \frac{22924180}{(799 \cdot s^2 + 103000 \cdot s + 1000000000)} \cdot 1 \right]}{1 + 1.10036064000000000000 \cdot \frac{(K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_I)}{(3.196000000000000000 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 4.12 \cdot s + 40000)}}$$

$$M(s) = 2865522500 \cdot \frac{(K_d \cdot s^2 + K_p \cdot s + K_I + s)}{[(99875 \cdot s^2 + 12875000 \cdot s + 125000000000 + 3438627 \cdot K_d \cdot s^2 + 3438627 \cdot K_p \cdot s + 3438627 \cdot K_I) \cdot s]}$$

Con la ayuda de matlab se encontró que:

$$K_d = 0.0005$$

$$K_p = 50$$

$$K_I = 1$$

Luego M(s) resulta ser la siguiente:

$$M(s) = 2865522500 \cdot \frac{(0.0005 \cdot s^2 + 50 \cdot s + 1 + s)}{[(99875 \cdot s^2 + 12875000 \cdot s + 125000000000 + 3438627 \cdot 0.0005 \cdot s^2 + 3438627 \cdot 50 \cdot s + 3438627 \cdot 1) \cdot s]}$$

$$M(s) = 2865522500 \cdot \frac{(s^2 + 102000 \cdot s + 2000)}{[(203188627 \cdot s^2 + 369612700000 \cdot s + 250006877254000) \cdot s]}$$

$$Y(s) = M(s) \cdot X(s)$$

Si  $X(t) = 1u(t)$ , entonces:

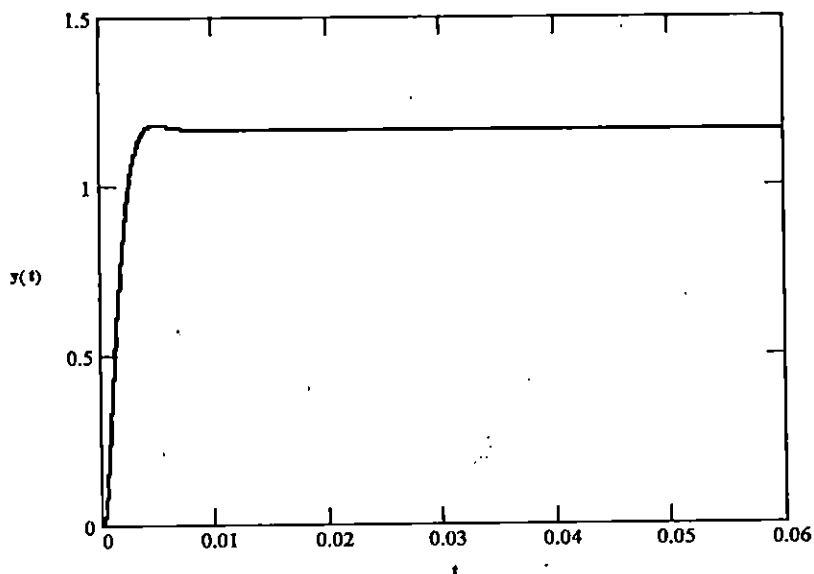
$$u = \frac{1}{s}$$

$$Y(s) = 2865522500 \cdot \frac{(s^2 + 102000 \cdot s + 2000)}{[(203188627 \cdot s^2 + 369612700000 \cdot s + 250006877254000) \cdot s]} \cdot \frac{1}{s}$$

$$Y(s) = 2865522500 \cdot \frac{(s^2 + 102000 \cdot s + 2000)}{[(203188627 \cdot s^2 + 369612700000 \cdot s + 250006877254000) \cdot s^2]}$$

Encontrando la respuesta al escalón unitario para el sistema si el PID nos queda:

$$y(t) = (2.2924 \cdot 10^{-2} \cdot t + 1.1691 - 1.1691 \cdot \exp(-909.53 \cdot t) \cdot \cos(634.96 \cdot t) - 3.7821 \cdot 10^{-18} \cdot \exp(-909.53 \cdot t) \cdot (4.369 \cdot 10^{17} \cdot \sin(634.8 \cdot t)))$$



**Gráfica 3.8. Respuesta del sistema ante una señal escalón utilizando el PID**

De la gráfica anterior se puede ver que el sistema tiene un tiempo de asentamiento disminuyó considerablemente en relación al caso anterior así como el error de estado estable.

### 3.6 DISEÑO DEL SISTEMA REALIMENTADO CICLOCONVERTIDOR-MOTOR.

En este punto se mencionara los aspectos principales que se han tomado en cuenta para la elección y diseño de las diferentes etapas que comprende el prototipo a implementar tomando en cuenta el patrón pwm que se decidió utilizar y el porque de ello. También se darán a conocer resultados que se obtuvieron al considerar otras opciones en el proceso de diseño del prototipo.

Por otra parte los cálculos necesarios en el diseño que se considera en éste capítulo esta incluidos en la sección de anexos.

#### Aspectos generales sobre el diseño.

En este punto se mencionara los aspectos principales que se han tomado en cuenta para la elección y diseño de las diferentes etapas que comprende el prototipo a implementar tomando en cuenta el patrón pwm que se decidió utilizar y el porque de ello. También se darán a conocer resultados que se obtuvieron al considerar otras opciones en el proceso de diseño del prototipo.

#### Descripción General del prototipo.

Como ya se mencionó, lo que se pretende es tener el control de la velocidad de un motor de inducción monofásico con un lazo de realimentación, tomando en consideración que dicha variación afecte lo menos posible la curva característica de torque velocidad que posee el motor al trabajar bajo condiciones nominales de operación.

El motor que se pretende controlar es parte de un equipo de laboratorio destinado a realizar pruebas mas comunes en motores, debido a ello posee las siguientes características:

Voltaje Nominal:	42 Vrms
Frecuencia:	60 Hz
Corriente Nominal:	4.9 A
RPM:	3500

Según investigaciones un aspecto importante a tomar en cuenta para que la curva Torque-Velocidad tienda a mantenerse casi constante dentro de cierto rango de frecuencias se logra con un control que garantice mantener casi constante la relación entre frecuencia y voltaje de la señal con la cual se alimenta el motor, es decir que debe existir una relación directa entre la variación de voltaje y frecuencia, ya que con ello se logra establecer que el flujo magnético del motor tienda a mantenerse constante. En otras palabras lo que se debe hacer es que para una velocidad especifica exista una relación directamente proporcional el voltaje y la frecuencia, dicha relación debe cumplir la siguiente relación:



$$V_{rms} = K \cdot f$$

Donde K dependerá de las características eléctricas y mecánicas del motor.

Como se dedujo anteriormente el valor de la constante es este motor es de 0.72, pero se utiliza el valor de 0.7.

### Elección del patrón a utilizar.

Para la elección del patrón PWM a utilizar se tomaron en consideración los siguientes aspectos:

1. El Porcentaje de distorsión armónica (THD) inyectada al sistema de alimentación de energía por el patrón.
2. La facilidad de ser modificado dicho patrón tomando en cuenta la frecuencia y el error generado por el lazo de realimentación a fin de controlar la relación frecuencia-voltaje.

Tomando en cuenta dichos aspectos se determino que el patrón a utilizarse es de Ancho de pulsos constantes, además se tomara un número de 10 pulsos por medio ciclo de la señal de voltaje a la salida del convertidor con lo cual se reduce el porcentaje de THD que se inyecta a la red de suministro, además de presentar tiempos adecuados para un inversor basado en transistores, una muestra de estos patrones se muestra la siguiente figura.

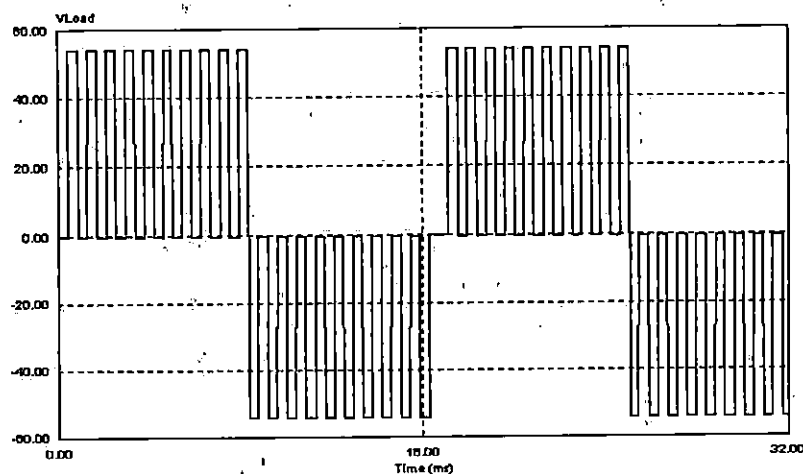
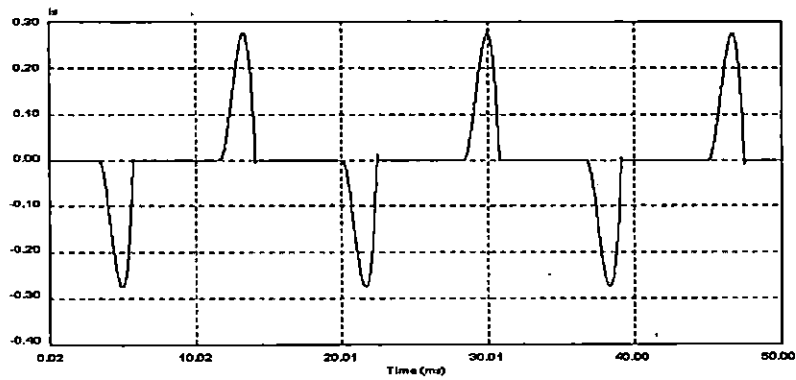
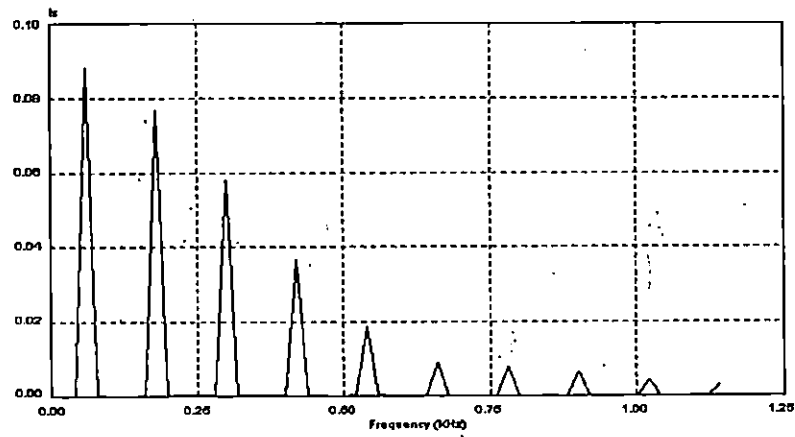


Figura 3.7 Patrón PWM de ancho constante.

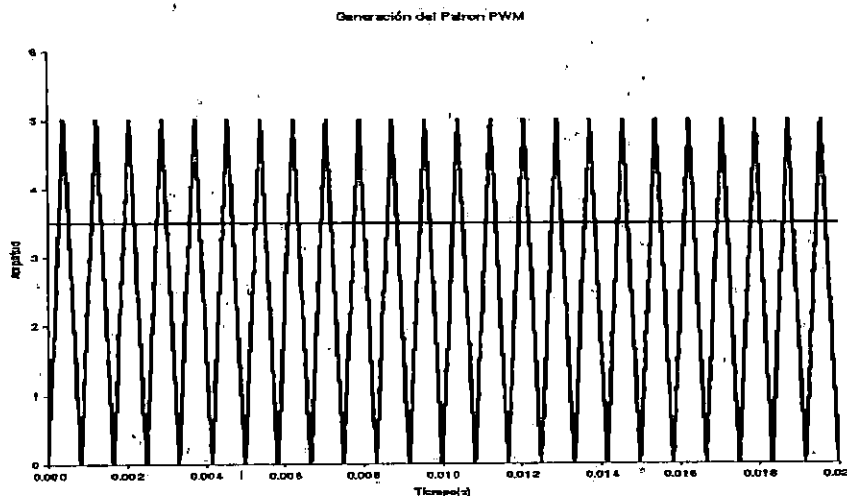


**Figura 3.8** Forma de onda de la corriente en la línea de alimentación.



**Figura 3.9** Contenido armónico inyectado al sistema de suministro de energía.

Una de las formas de generar el patrón presentado en la figura 3.8, es realizando la comparación entre una señal triangular y una señal de voltaje DC cuyo nivel sea proporcional a la frecuencia y voltaje RMS requerido por la relación Voltaje-frecuencia. Dicha generación se presenta en la figura 3.9, allí se observa que el número de pulsos por  $\frac{1}{2}$  ciclo estará determinado por la frecuencia de la señal triangular.



**Figura 3.10 Generación del patrón PWM por comparación de señales.**

En la figura 3.7, se observa un patrón de 10 pulsos por medio ciclo del voltaje de salida, en este tipo de patrón el ancho de cada pulso puede modificarse variando la amplitud de la señal de DC, y escogiendo una frecuencia adecuada para la señal triangular pueden obtenerse los 10 pulsos por medio ciclo para cada frecuencia fundamental que se escoja. Además si se utiliza la frecuencia de la señal triangular puede obtenerse una señal a un valor de la frecuencia fundamental. Estas son algunas características a tomar en cuenta que permitirán obtener los resultados buscados.

### **DESARROLLO DE LAS ETAPAS DE EL PROTOTIPO**

El prototipo esta compuesto por tres etapas, las cuales son:

- a) Etapa de Generación y control del patrón PWM
- b) Etapa de Potencia, la cual esta compuesta por la fuente de alimentación de DC, Inversor de puente completo, etapa de disparo de los transistores.

A continuación se desarrollara cada una de las etapas mencionadas.

#### **Etapa de Generación y control del patrón PWM**

Como el prototipo esta destinado para ser parte complementaria del equipo de laboratorio del cual forma parte el motor a utilizar, se decidió que lo mejor es realizar un sistema de generación del patrón que permita la fácil transportación y manejo del prototipo, es por ello que el diseño se basará en etapas tanto analógicas como digitales según la conveniencia que se presente en cada caso.

## Etapa de generación de los patrones

Como ya se dijo la generación de los patrones se realizará por comparación de voltajes de donde las señales resultantes serán modificadas por otras etapas a fin de obtener el patrón requerido. Para una mejor comprensión en la figura 3.11, se presenta un diagrama de bloques que describe el tratamiento que se tendrá de las señales hasta obtener los patrones.

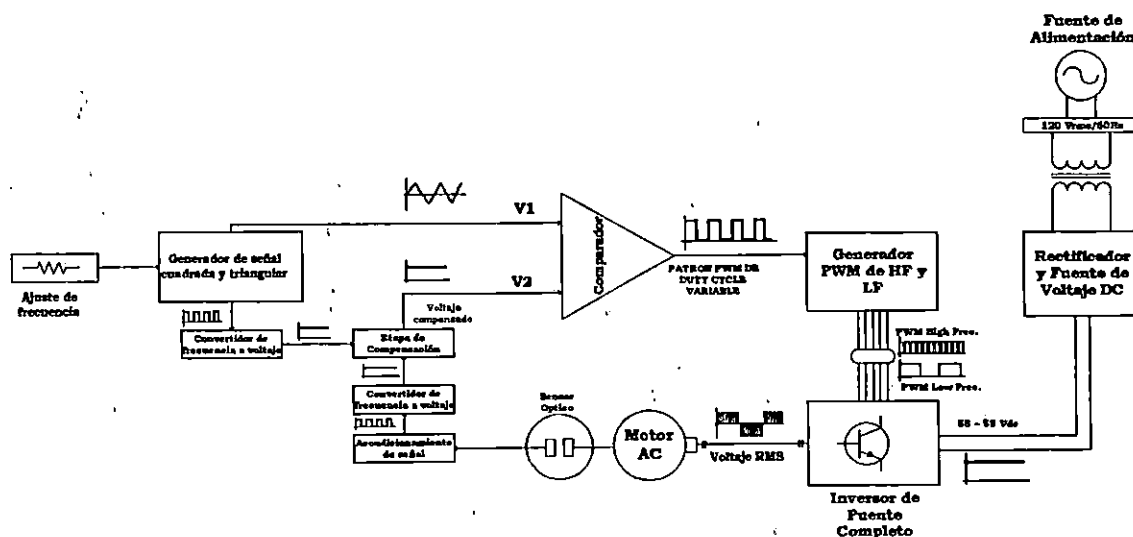


Fig.3.11 Diagrama en conjunto de la generación de los pulsos PWM

## Etapa de Potencia

La etapa de potencia consiste básicamente como ya se mencionó de la fuente de DC, del inversor de puente completo y del circuito de disparo. A continuación se describe cada uno de ellos.

### Inversor de Puente Completo.

Para el diseño del prototipo se optó por utilizar un inversor de puente completo, ya que este presenta las características necesarias para el proceso de switcheo del patrón escogido, a continuación se presenta en la figura 3.12, un diagrama eléctrico general de un inversor de puente completo. En el se puede observar la disposición de los diodos de marcha libre para protección de los transistores en los puntos donde el

transistor pase del estado de saturación (conducción) al de corte (no conducción) y viceversa, ofreciendo un camino alternativo a la corriente en dicho instante.

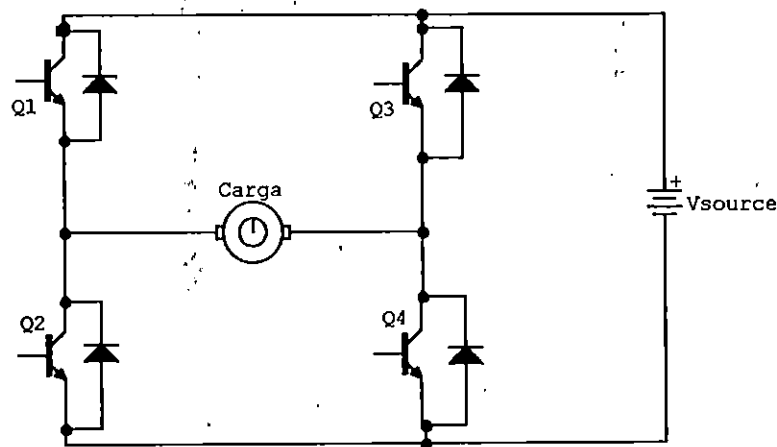


Fig. 3.12 Inversor de puente completo.

Para comprender mejor se planteará el proceso de switcheo a seguir tomando como base los patrones PWM generados por el circuito descrito anteriormente, como primer punto observemos las gráficas de la figura 3.13, en ella se presentan las diferentes señales que se aplicaran a cada transistor a fin de obtener la señal de voltaje de salida requerido.

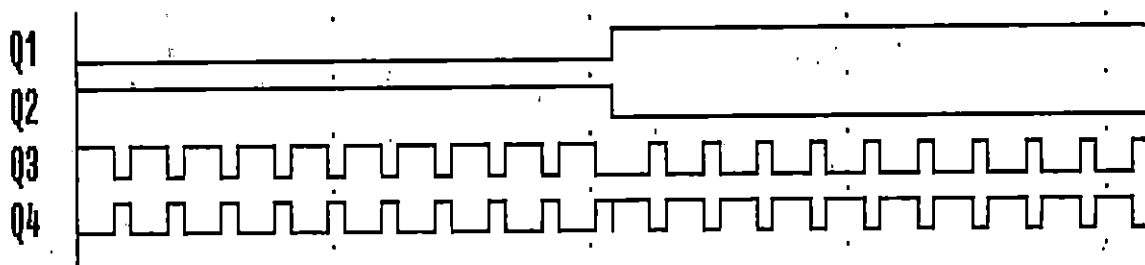


Figura 3.13 Señales de excitación para cada transistor del inversor de puente completo.

La primera observación que haremos es respecto a la frecuencia de cada una de las señales, como podemos ver el patrón que se aplicara a Q1 y Q2 es un patrón de  $1/20$  de la frecuencia de señal aplicada a Q3 y Q4, esto se hace con el objetivo de obtener siempre un numero de 20 pulsos por cada ciclo de la señal aplicada a Q3 y Q4, además podemos ver que la señal aplicada a Q1 y Q2 tiene el mismo valor de frecuencia que se espera en la señal de voltaje de salida. Otro aspecto importante es observar que el puente trabaja por ramas verticales, es decir la rama 1 compuesta por Q1 y Q2 trabajan a la misma frecuencia y la rama compuesta por Q3 y Q4 trabajan a la misma frecuencia también (20 veces la

frecuencia de la rama 1), pero también observemos que los transistores de cada rama son excitados por el negado de la señal que se le aplica al transistor de la misma rama, lo cual nos garantiza en cierta medida que en ningún momento podrá encontrarse en corto circuito la fuente de alimentación, lo cual podría dañar parte o todo el prototipo.

Analicemos la rama 1, si observamos el patrón PWM para Q1 y Q2 observamos que durante el primer medio ciclo el transistor Q1 se pone en saturación (conducción) mientras que Q2 se encuentra en corte, con ello se consigue que uno de los terminales de la carga se le aplique el potencial que se encuentra en el borne positivo de la fuente de DC y dejando aislado dicho punto del borne negativo, ya que Q2 se encuentra abierto o en corte. Al terminar el primer medio ciclo los papeles se invierten y ahora es Q2 el que se encuentra en conducción y Q1 en corte, lográndose con ello aislar el borne positivo de la fuente de DC al terminal de la carga conectado a Q1 y Q2, pero permitiendo ahora que dicho terminal de la carga se encuentre casi al mismo potencial (menos las caídas entre colector-emisor del transistor en conducción) que se encuentra el borne negativo de la fuente de DC. Una vez terminado el segundo medio ciclo se vuelve a repetir el proceso, es decir, el proceso de conectar al borne positivo medio ciclo un terminal de la carga y otro medio ciclo al borne negativo, esto lo podemos comprender mejor si observamos los esquemas mostrados en la figura 3.14.

Algo similar sucede con la rama 2 del inversor de puente completo, la única diferencia es que esto sucede a una frecuencia mayor que con la que sucede en la rama 1.

Algo importante que hay que tener presente es el hecho de que la señal que se aplica a Q3 y Q4 tienen tiempos de duración inversos, sin embargo, siempre se cumple el hecho de que mientras Q3 conduce Q4 se encuentra en corte y viceversa, lo cual nos garantiza nuevamente que solamente un transistor en la rama 2 estará en conducción a la vez.

Para el primer medio ciclo de señal aplicada a Q3 y Q4, Q3 se pone en conducción 10 intervalos de tiempo de duración inverso al de Q4 debido a la naturaleza del patrón PWM que se aplica a Q3 y Q4; mientras tanto Q4 permanece en corte durante dicho intervalos y en los intervalos de tiempo en la señal aplicada a Q3 se encuentra en cero Q4 se pone en conducción y Q3 en corte. Este proceso inverso se produce de la misma manera durante el siguiente medio ciclo de la señal aplicada a la rama 1. Para una mejor comprensión observemos los diagramas que se presentan en la figura 3.15.

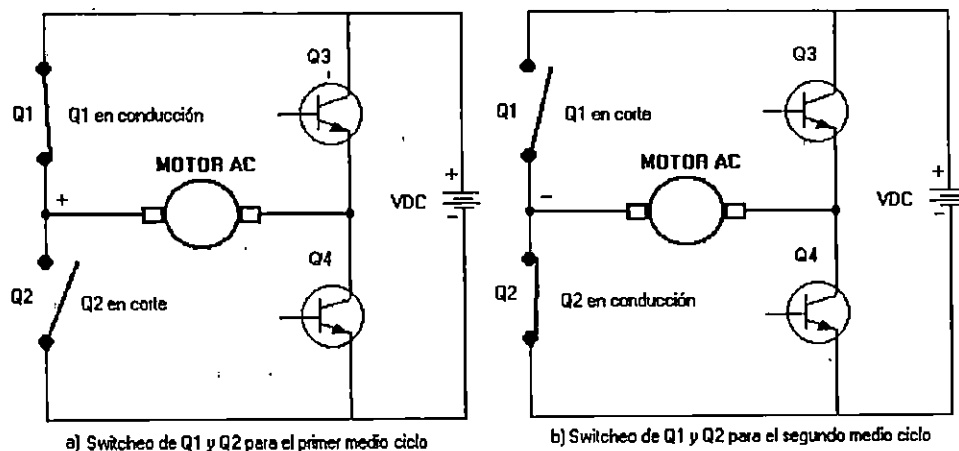


Figura 3.14 Switcheo de Q1 y Q2 para un ciclo completo.

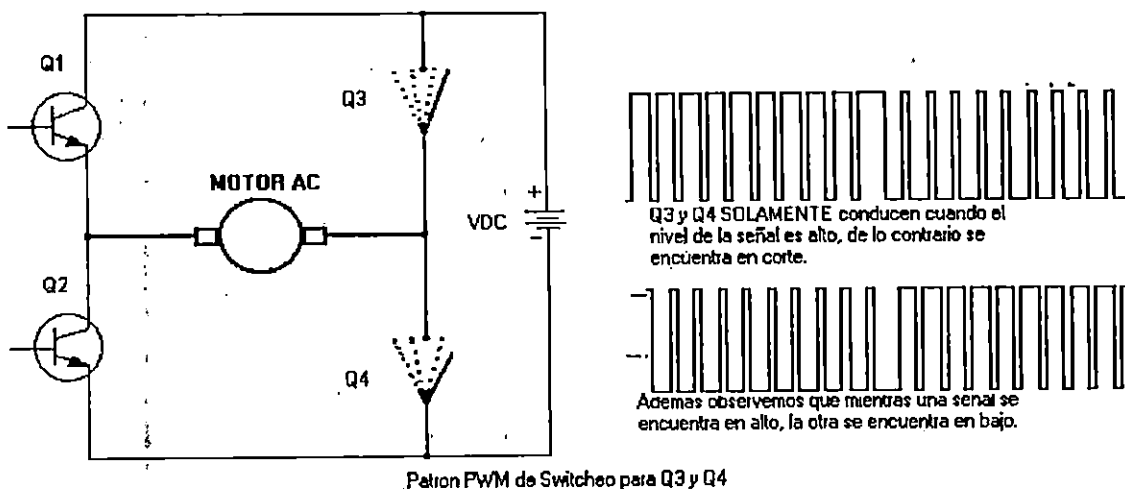


Figura 3.15 Switcheo de Q3 y Q4.

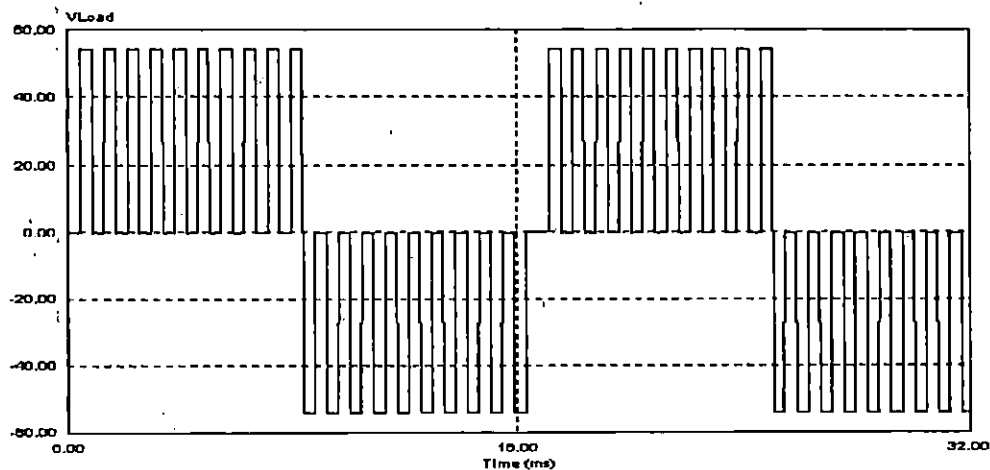
Como vemos Q3 y Q4 realizan la misma función que Q1 y Q2, es decir conectar el otro terminal del motor ya sea al borne positivo o negativo de la fuente de DC, con la diferencia que lo hacen a una mayor frecuencia y lo realizan para cada medio ciclo de la señal aplicada a Q1 y Q2, como vemos en ambos casos son procesos periódicos.

Un aspecto importante observar que cuando Q1 y Q3 están en conducción los terminales de el motor experimentan el mismo potencial en sus extremos, por lo que la diferencia de potencial que se aplica al motor resulta ser casi cero y para los casos contrarios el motor experimenta un potencial positivo o negativo según el caso de cuales transistores estén conduciendo.

Otro aspecto que vale notar es el hecho que los terminales del motor nunca quedan flotando, ya que siempre se encuentran conectados a los terminales de la fuente de DC, lo

que permite que la energía almacenada en el motor siempre encuentre un camino de retorno hacia la fuente de energía, con lo cual se garantiza que los resultados sean lo mas cercano a los esperados según la teoría.

Como resultado de los procesos descritos, se logran obtener los resultados presentados en la figura 3.16.



**Figura 3.16 Señal de voltaje a la salida del inversor**

### Fuente de alimentación de dc

Se trabajara con un nivel de DC de aproximadamente 55V, el cual nos permite tener un buen rango en el que se pueda variar el duty cycle del patron y obtener los diferentes valores de voltaje RMS. A continuación se presenta la información utilizada en el diseño de la fuente de DC.

En la figura 3.17, se presenta un esquema de la fuente de DC a utilizar. Los valores de los componentes han sido calculados para que la fuente pueda proporcionar aproximadamente unos 10 A, a carga nominal; sin embargo, lo que se demandara de dicha fuente será aproximadamente el 50% de potencia nominal de entrega.



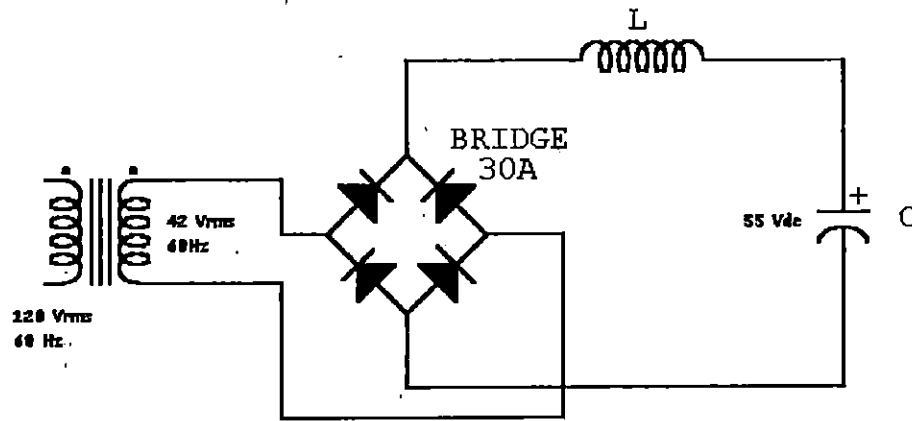


Fig. 3.17 Fuente de DC con que se alimentar el inversor.

## DESCRIPCIÓN DE LAS ETAPAS DEL CIRCUITO DE CONTROL

### Generador de Onda Triangular y cuadrada

Este circuito se encarga de generar las señales triangular y cuadrada a los niveles de voltajes requeridos para cada una de las señales, ya que como la señal cuadrada posee la misma frecuencia de la señal triangular esta se utiliza como señal de entrada para uno de los convertidores de Frecuencia-Voltaje, obteniéndose un valor de voltaje de DC equivalente a la frecuencia. La señal cuadrada tiene la peculiaridad que determina la cantidad de voltaje rms que se le inyecta al motor mediante el puente inversor, ya que el ancho de pulso efectivo ( duty cycle ) varia con el nivel de voltaje de comparación de  $V_{set}$ ,

### Convertidor de frecuencia a voltaje

El convertidor de frecuencia a voltaje se encarga de proporcionar un nivel de DC equivalente a una frecuencia de la señal de entrada, este tipo de convertidor opera en un rango de frecuencias de 0 ~ 2000 Hz y tiene la ventaja que la relación entre voltaje y frecuencia son lineales en este rango.

### Acondicionamiento de la señal del sensor óptico de velocidad

Este esta compuesto por un sensor óptico OPB701, el cual es un diodo emisor de luz y un transistor receptor de luz en su base, con este se logra obtener una señal pulsante producida cuando el eje del motor esta en movimiento, pero debido a las condiciones de operación la calidad de esta señal no es la adecuada por lo cual se hace

necesario darle un proceso de acondicionamiento, el cual consiste en un filtro paso bajo, el cual limita el contenido armónico de esta señal dejando pasar solo las señal de frecuencia fundamental y otras de armónicas bajas, luego esta señal se lleva a un comparador de voltaje junto a otra señal de DC de referencia, con lo cual se logra obtener una señal cuadrada lo bastante buena para ser utilizada por el segundo convertidor de frecuencia-voltaje y así obtener un valor de DC equivalente a las RPM de giro del eje del motor.

El calculo se encuentra en la sección de anexos.

### **Etapa de compensación**

Esta etapa esta comprendida esencialmente por un Controlador Proporcional-Integral-Derivativo el cual se encarga de calcular el error entre el valor de velocidad deseado y el que realmente se tiene en el motor, además se encarga de establecer el limite superior e inferior dentro de los cuales el error se tomara como aceptable. También se incluye un circuito sumador que se encarga de sumar el error proporcionado por el lazo de realimentación al valor de ajuste de la velocidad deseada, y así variar el valor del voltaje RMS a la salida del inversor dentro de cierto margen a fin de no perder de vista en mantener la relación de voltaje-frecuencia casi constante. También cuenta con un circuito seguidor de voltaje pico que se encarga de mantener el valor de DC ajustado(por el lazo de realimentación) a fin de mantener la velocidad deseada.

Si se quiere revisar su cálculo, refiérase a la sección de anexos.

## **3.7 PRUEBAS REALIZADAS EN EL PROTOTIPO**

### **Pruebas para determinar las curvas torque -velocidad**

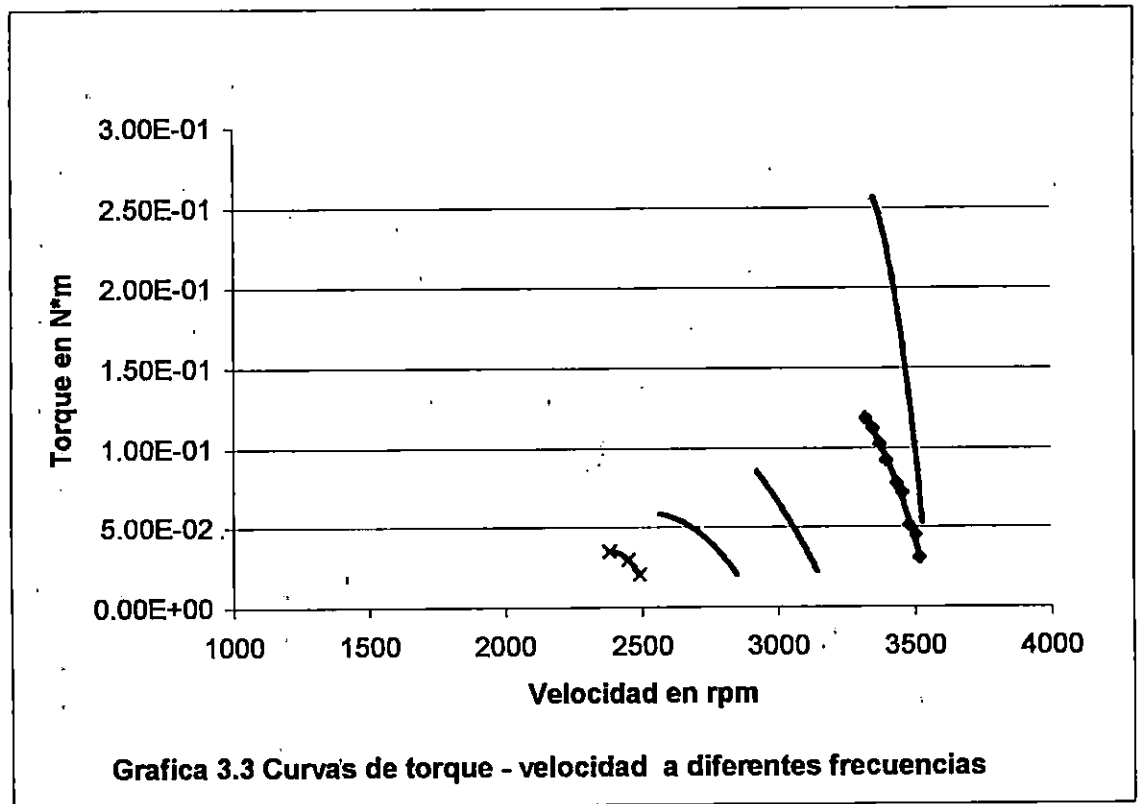
Las pruebas que se realizaron fueron con el objeto de obtener las curvas características del motor a diferentes frecuencias y manteniendo el voltaje de alimentación constante, los datos se encuentran en la sección de anexos.

El procedimiento seguido fue el siguiente:

- 1- Colocar los contrapesos en el freno electromagnético, uno a cada lado del mismo.
- 2- Cuando el motor no esta girando se corre el peso que esta al lado opuesto del movimiento del motor visto desde el frente del eje, de tal manera que se balanceen ambos extremos, con respecto al contrapeso del otro extremo este ya no ha de moverse de su posición, la única vez que se puede dar es en este momento de balance cuando el motor esta parado.

- 3- Cuando empieza a girar el motor, desbalancea el contrapeso, por lo cual habrá que equilibrarlos nuevamente moviendo solamente el que se encuentra en el lado opuesto del giro del motor, aquí ha de tenerse en cuenta que el voltaje ha de mantenerse constante a su respectiva frecuencia, además se midió la corriente en el motor, la distancia que se mueve el contrapeso, el voltaje en el freno, la velocidad en rpm y de esta manera obtener el torque del motor el cual es el producto del contrapeso en Newtons y la distancia en metros.

Gráficamente los valores fueron:



La anterior gráfica está dada para las siguientes frecuencias, empezando desde la derecha: a 60 Hz para condición normal del motor, es decir, señal de voltaje senoidal y las restantes son a 60, 55, 50, 45 Hz respectivamente utilizando la modulación PWM de ancho constante y de 10 pulsos por cada medio ciclo.

## Mediciones de THD y TDD en el cicloconvertidor

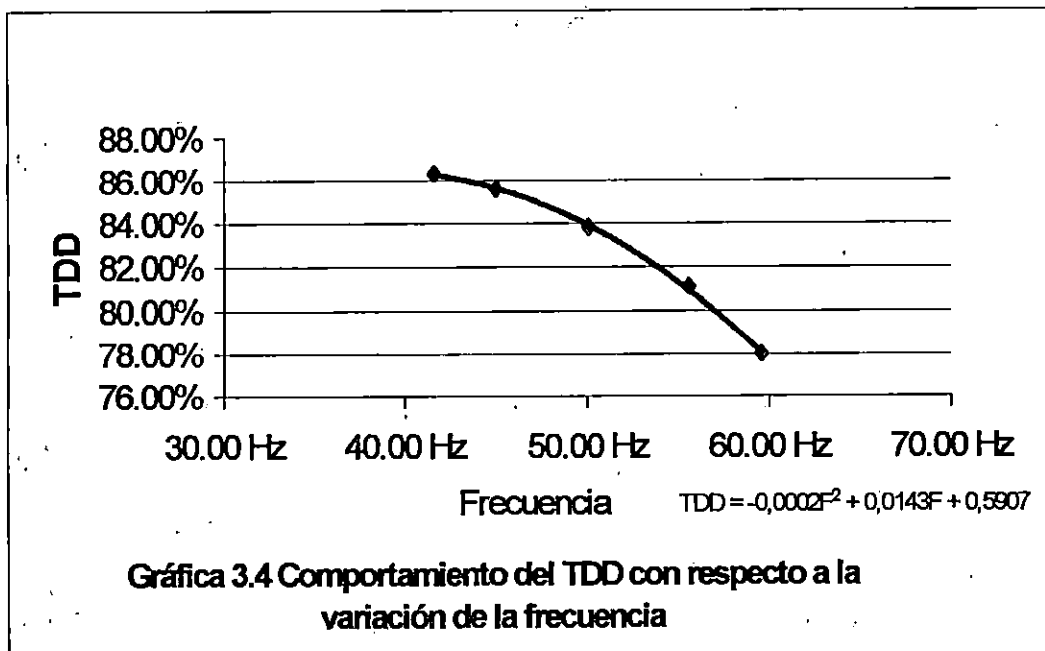
Estas mediciones se llevaron a cabo con el propósito de conocer si el prototipo se encontraba en los rangos establecidos por las normas de la IEEE 519 y la IEC 61000-3-2, en lo que respecta al contenido armónico de THD del voltaje y de la corriente.

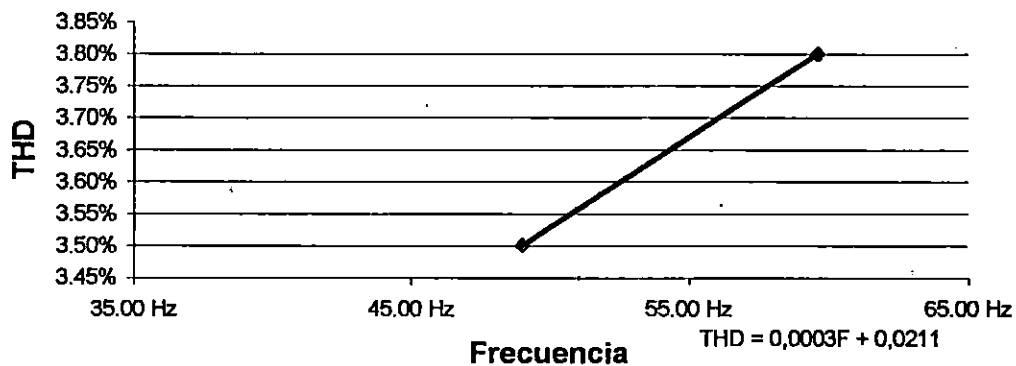
Los niveles permitidos de THD y TDD por las normas se cumplieron y no se tuvo que hacer uso de algún filtro LC.

Nuestro PPC se estableció según las normas en el lado primario del transformador (120 / 42 V) ya que este forma parte de nuestro dispositivo.

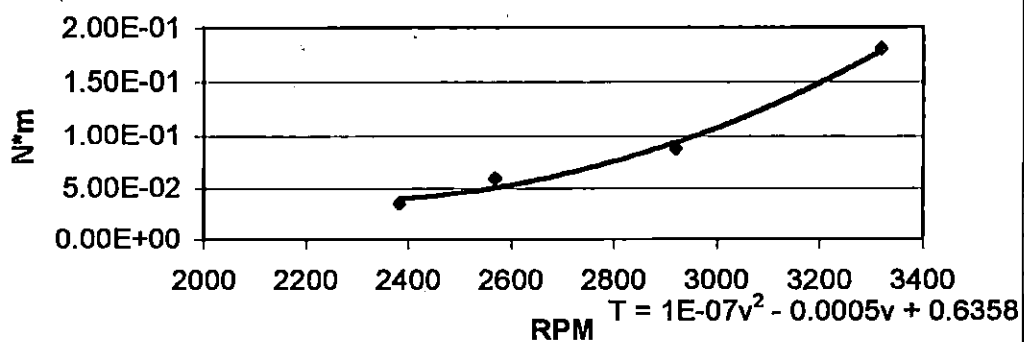
En un principio existían problemas con el TDD, pero este se debía a las características del transformador trifásico que se estaba utilizando, sin embargo cuando se diseñó el transformador monofásico de 42 Vrms, el TDD disminuyó sustancialmente.

Los valores medidos se encuentran en la sección de anexos, y se presentan los gráficos del TDD y del THD.





**Grafico 3.5 Comportamiento del THD con relación a la variación de la frecuencia**



**Gráfica 3.6 Relación entre el torque máximo y la velocidad**

## OBSERVACIONES.

- Como puede observarse en la gráfica 3.3, curvas de torque – velocidad a diferentes frecuencias, la capacidad que tiene el motor de producir un torque se ve disminuida bajo la conmutación PWM que se está utilizando, al tomar como referencia la curva nominal la cual se obtiene con una alimentación senoidal, pero lo cual no implica que el motor en una determinada frecuencia no pueda mover una carga o ejercer un torque bajo los rangos que se dan en las curvas; los puntos máximos que se alcanzan en cada curva representan puntos críticos, ya que determinan si el motor continúa girando o se detiene, justo en este momento debe apagarse el motor, por que de lo contrario empezara consumir una gran cantidad de corriente por ende se podría dañar el motor.
- En cuanto a los niveles armónicos de voltaje se obtienen valores que se adaptan en gran medida a los límites que se permiten inyectar a los sistemas de potencia tanto los que establecen las normas de la IEEE y la IEC. Algo importante de hacer notar es que el THD disminuye cuando la frecuencia también lo hace.
- En lo que respecta al contenido armónico de corriente en un principio se tenía una gran distorsión (TDD mayores de 110%), cuando se utilizaba un transformador trifásico, sin embargo al cambiar este por uno monofásico se disminuyó considerablemente el TDD sin necesidad de un filtro, obteniéndose valores del 78% para la mayor frecuencia y del 87 % a la menor frecuencia esto indica que el TDD aumenta a medida se disminuye la frecuencia.
- El control de velocidad de lazo cerrado mejora la marcha del motor, es decir, trata de mantener la velocidad del motor bajo incrementos pequeños de carga, claro está, que no puede el sistema mantener una velocidad constante para un gran incremento de carga, ya que como se ve las curvas existen límites propios del diseño, cosa normal en cualquier máquina.

### **RESUMEN DEL CAPITULO III**

Hemos presentado las etapas seguidas para el diseño del cicloconvertidor, las cuales abarcan desde la obtención de la curva característica de torque – velocidad bajo condiciones normales de operación; Se obtuvo la relación experimental entre velocidad – frecuencia siendo esta de 0.72, y que comparada con la teórica que es de 0.7, nos indica que esta se cumple para el motor utilizado; por otra parte se realizaron las pruebas para determinar los parámetros del circuito equivalente los cuales eran necesarios para determinar la función de transferencia del sistema, además se presenta las características del control que incluye la generación del patrón PWM, hasta la etapa de potencia, y para terminar se presenta los datos obtenidos experimentalmente de las curvas torque - velocidad a diferentes frecuencias y el comportamiento del TDD y THD con el cambio de la frecuencia.

### CONCLUSIONES DEL CAPITULO III.

- Teóricamente se esperaba tener una relación entre el voltaje de alimentación del motor y su frecuencia era lineal, esto se comprobó experimentalmente tal y como lo muestran los cálculos anexados, de hecho al aplicar la ley de Faraday se determinó que la constante entre el voltaje y la frecuencia de línea para el motor es de 0.72.
- Es muy importante el saber que los motores son máquinas capaces de almacenar energía, a la cual en este tipo de aplicaciones debe dársele un especial estudio, ya que si no se maneja de manera adecuada puede ser una eminente fuente de distorsión del patrón de disparo como de la señal de voltaje de salida. Este efecto perturbador puede reducirse efectivamente proporcionando siempre una trayectoria por donde la corriente pueda circular y no quedarse almacenada en forma de energía en la máquina(motor) en los instantes en que se da la transición de corte y saturación y viceversa de los transistores utilizados en el puente en H.
- Debe asegurarse que la ganancia DC de corriente en el arreglo de los transistores utilizados para switcheo sea lo suficientemente grande, de modo que garantice que el transistor de potencia se encuentre por completo ya sea en la zona de saturación o de corte y así poder evitar el flujo de corrientes no deseadas. Esto puede lograrse ya sea bien utilizando un módulo industrial de transistores fabricado especialmente para este tipo de aplicaciones o bien con un arreglo en Darlington de los transistores a utilizar para el switcheo.
- Las fuentes de alimentación para el circuito de disparo de cada uno de los transistores que conforman el puente en H, deben ser eléctricamente independientes para evitar posibles trayectorias de realimentación de corriente y voltaje que alteren el funcionamiento del sistema.
- El diseño de un dispositivo de esta clase requiere entender claramente el concepto básico de su funcionamiento, tanto del motor como de proceso que han de seguirse para la conmutación y profundizar en los elementos que serán claves para realizarlo.
- El análisis del sistema realimentado era necesario establecer el comportamiento desde el punto de vista de la estabilidad del sistema; en consecuencia a partir del criterio de Routh Hurwitz se determinó que el prototipo es estable.
- Se han puesto las bases técnicas y teóricas para la construcción de prototipos que utilicen PWM de ancho constante y otros tipos, para quienes deseen continuar con proyectos de esta naturaleza.



### **REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS DEL CAPITULO III**

Benjamin C, Kuo. Sistemas de control Automático. Séptima edición. Traducido por Ing. Guillermo Aranda Pérez. México: Editorial Prentice Hall, 1996.

Rashid, Muhammad. Electrónica de Potencia. Segunda Edición. Traducido por Ing. Gabriel Sanchez García. Mexico: Editorial Prentice Hall.

Couglin Robert F. Amplificadores Operacionales y Circuitos Integrados Lineales. Cuarta Edición. Traducido por Efen Alatorre Miguel. Mexico: Editorial Prentice Hall, 1993.

**ANEXOS**

## ANEXO

### CARACTERISTICAS DEL PROTOTIPO CONSTRUIDO.

Voltaje de Alimentación General	:	<b>120 Vrms.</b>
Voltaje de DC switchado	:	<b>55 Vdc.</b>
Rango de frecuencias de operación	:	<b>40Hz ~ 60Hz.</b>
Máximo THD a la entrada del sistema	:	<b>3.8%</b>
Máximo TDD a la entrada del sistema	:	<b>86%</b>
Máxima corriente rms demanda al puente inversor	:	<b>10 A</b>
Torque nominal manejado en el rango de velocidad	:	<b>0.035 Nm.</b>
Rango de variación nominal de voltaje rms a la 015 Nm entrada el motor	:	<b>28 ~42</b>
Máximo Torque alcanzado por el motor de prueba 60 Hz	:	<b>0.13 Nm</b>

## ANEXO

### CONTENIDO ARMÓNICO DE CORRIENTE DEL PROTOTIPO

No del armonico	Porcentaje del armonico normalizado	Corriente Nivel RMS del armonico
1	1.44	100.00%
3	0.983	68.20%
5	0.514	35.70%
7	0.077	5.30%
9	0.115	8.00%
11	0.093	6.50%
13	0.021	1.40%
15	0.037	2.50%
17	0.026	1.80%
19	0.01	0.70%
TDD		78.00%
Frecuencia en el motor		59.59 Hz
Frecuencia de alimentación		60.00 Hz
Valor RMS de la señal		1.83 Arms

No del armonico	Porcentaje del armonico normalizado	Corriente Nivel RMS del armonico
1	1.327	100.00%
3	0.922	69.40%
5	0.523	39.40%
7	0.112	8.40%
9	0.087	6.60%
11	0.105	7.90%
13	0.035	2.60%
15	0.028	2.10%
17	0.036	2.70%
19	0.011	0.80%
TDD		81.10%
Frecuencia en el motor		55.60 Hz
Frecuencia de alimentación		59.98 Hz
Valor RMS de la señal		1.65 Arms

No del armonico	Porcentaje del armonico normalizado	Corriente Nivel RMS del armonico
1	1.093	100.00%
3	0.77	71.10%
5	0.451	41.30%
7	0.112	10.20%
9	0.07	6.40%
11	0.097	8.90%
13	0.044	4.10%
15	0.016	1.50%
17	0.028	2.60%
19	0.014	1.30%
TDD		83.80%
Frecuencia en el motor		50.10 Hz
Frecuencia de alimentación		60.00 Hz
Valor RMS de la señal		1.46 Arms

No del armonico	Porcentaje del armonico normalizado	Corriente Nivel RMS del armonico
1	0.944	100.00%
3	0.667	70.70%
5	0.419	44.40%
7	0.128	13.50%
9	0.041	4.40%
11	0.088	9.30%
13	0.053	5.60%
15	0.01	1.10%
17	0.029	3.10%
19	0.023	2.40%
TDD		85.60%
Frecuencia en el motor		45.00 Hz
Frecuencia de alimentación		59.98 Hz
Valor RMS de la señal		

**Tabla, Contenido armónico de corriente a la entrada del cicloconvertidor ( para distintos deslizamientos), medido utilizando el analizador de armónicos.**

**Continuación anexo, contenido armónico de corriente del prototipo**

No del armónico	Porcentaje del armónico Normalizado	Corriente Nivel RMS del armónico
1	0.907	100.00%
3	0.642	70.70%
5	0.412	45.40%
7	0.135	14.90%
9	0.031	3.40%
11	0.83	9.20%
13	0.52	5.80%
15	0.004	0.50%
17	0.028	3.00%
19	0.023	2.60%
TDD		86.30%
Frecuencia en el motor		41.60 Hz
Frecuencia de alimentación		60.09 Hz
Valor RMS de la señal		1.21 Arms

**Tabla, Contenido armónico de corriente a la entrada del cicloconvertidor ( para 60Hz), y velocidad del eje de 41.6 revoluciones por segundo.**

## ANEXO

### ARMONICAS DE VOLTAJE DEL PROTOTIPO

No del armonico	Porcentaje del armonico normalizado	Volatje Nivel RMS del armonico
1	118.3	100.00%
3	2.5	2.10%
5	2.879	2.40%
7	0.347	0.20%
9	0.45	0.20%
11	0.1	0.00%
13	0.366	0.20%
15	0.168	0.10%
17	0.199	0.10%
19	0.185	0.10%
THD		3.80%
Frecuencia en el motor		59.59 Hz
Frecuencia de alimentación		60.00 Hz
Valor RMS de la señal		118.40 Vrms

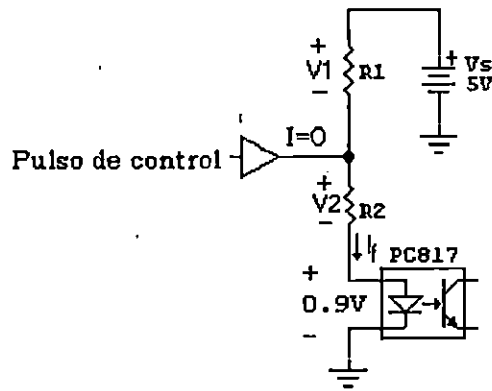
No del armonico	Porcentaje del armonico normalizado	Volatje Nivel RMS del armonico
1	118.5	100.00%
3	2.658	2.20%
5	2.894	2.40%
7	0.346	0.20%
9	0.583	0.40%
11	0.237	0.20%
13	0.215	0.10%
15	0.063	0.00%
17	0.299	0.20%
19	0.099	0.00%
THD		3.50%
Frecuencia en el motor		49.00 Hz
Frecuencia de alimentación		59.59 Hz
Valor RMS de la señal		118.00 Vrms

**Tabla, contenido armónico de voltaje a la entrada del cicloconvertidor (para distintos valores de deslizamiento), medido mediante el analizador de armónicos**

## ANEXO

### CALCULO DE CORRIENTE DE FORWARD DEL OPTOACOPLADOR

Para realizar dicho cálculo nos basaremos en el arreglo presentado en la figura siguiente:



Realizando un LVK se tiene:

$$-5 + V1 + V2 + 0.9 = 0 \quad \text{EC1}$$

pero

$$V1 = I_f \cdot R1$$

y

$$V2 = I_f \cdot R2$$

si sustituimos estas ecuaciones en EC 1 se tendrá que:

$$-5 + V1 + V2 + 0.9 = 0$$

$$-4.1 + I_f \cdot R1 + V2 = 0$$

$$-4.1 + I_f \cdot R1 + I_f \cdot R2 = 0$$

Si tomamos una

$$R1 := 100$$

$$R2 := 47$$

se tiene:

$$-4.1 + I_f \cdot R1 + I_f \cdot R2 = 0$$

$$I_f = \frac{4.1}{R1 + R2}$$

Segun la hoja de datos para este optoacoplador el valor máximo de  $I_f$  es de 50 mA.

$$I_f := \frac{4.1}{R1 + R2} \quad I_f = 27.891 \times 10^{-3}$$

es decir aproximadamente unos **28mA**.



## ANEXO

### CÁLCULO PARA DETERMINAR EL RANGO DE FRECUENCIA DE OPERACIÓN DEL CIRCUITO GENERADOR DEL PATRON PWM.

Tomaremos un rango de frecuencia de la señal de voltaje de la carga que variará entre los 40 Hz y 60 Hz, y para la señal de disparo de alta frecuencia se escogerá un valor de frecuencia que nos proporcione un número de 20 pulsos por ciclo de la señal ha ser aplicada a la carga.

Para una frecuencia de 60 Hz se tiene:

$$f := 60$$

$$n := 20$$

$$f_{hf} := f \cdot n$$

$$f_{hf} = 1200 \text{ Hz}$$

$$f_{lf} = f$$

donde

$f_{hf}$ : es la frecuencia del patron PWM que disparará los transistores Q3 y Q4

$f_{lf}$ : es la frecuencia del patron PWM que disparará los transistores Q1 y Q2

Para una frecuencia de 40 Hz tenemos:

$$f := 40$$

$$n := 20$$

$$f_{hf} := f \cdot n$$

$$f_{hf} = 800 \text{ Hz}$$

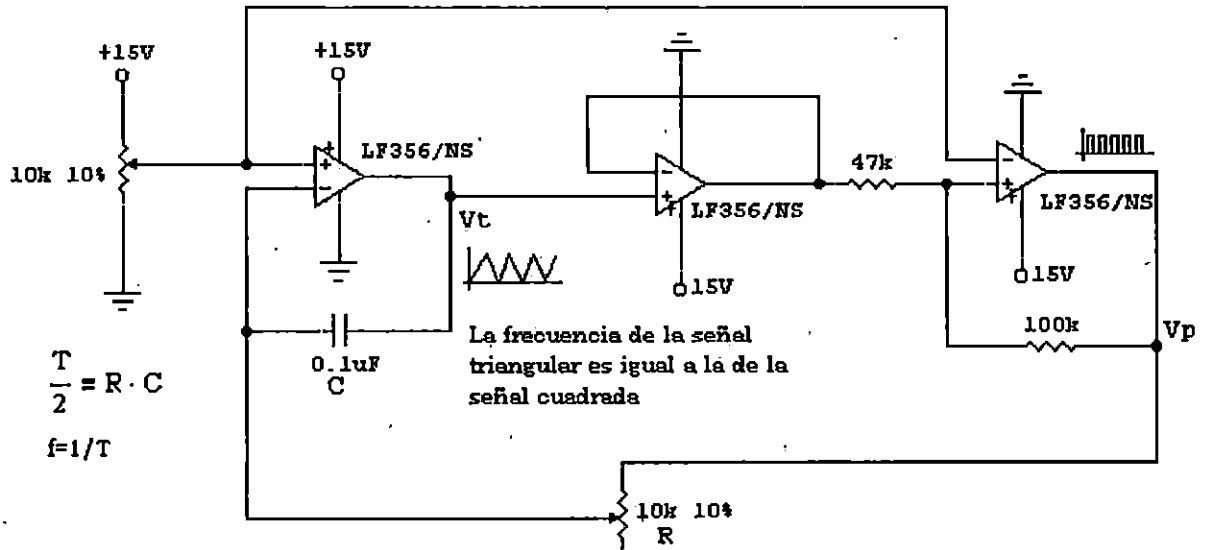
$$f_{lf} = f$$

donde

$f_{hf}$ : es la frecuencia del patron PWM que disparará los transistores Q1 y Q2

$f_{lf}$ : es la frecuencia del patron PWM que disparará los transistores Q3 y Q4

Por tanto obtendremos un rango de frecuencia para el patrón de alta frecuencia entre los 400Hz y los 1200Hz.



Dado que

$$C := 0.1\mu\text{F}$$

tenemos que

$$\frac{1}{2 \cdot f} = R \cdot C$$

Para una

$$f := 60 \cdot 20$$

$$f = 1200$$

el valor de R será:

$$\frac{1}{2 \cdot 1200} = R \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}$$

$$R = 4166.6666\Omega$$

para una

$$f := 40 \cdot 20$$

$$f = 800$$

el valor de R será:

$$\frac{1}{2 \cdot 800} = R \cdot 0.1 \cdot 10^{-6}$$

$$R = 625\Omega$$

Con estos resultados podemos observar que el valor de R solamente deberá variar entre un valor de 4.1k ohm y 6.3k ohm, de manera de obtener valores de frecuencia que no sobrepasen los valores escogidos de 800Hz y 1200Hz.

## ANEXO

### PRUEBAS REALIZADAS EN EL PROTOTIPO PARA DETERMINAR LAS CURVAS CARACTERISTICAS

condiciones normales en el motor  
 Frecuencia del motor                      60 Hz  
 Voltaje en el motor                        42 Vrms

Vdc freno	Irms (motor)	Vrms (motor)	Tacometro (Hz)	rpm	W(N)	x(m)	T (N* m)
0	2.67	42	-	3530	2.04	2.70E-02	5.51E-02
1	2.76	42	-	3520	2.04	3.40E-02	6.94E-02
1.5	2.89	41.9	-	3510	2.04	4.20E-02	8.57E-02
2	3.02	41.9	-	3500	2.04	5.00E-02	1.02E-01
2.5	3.27	42	-	3480	2.04	6.50E-02	1.33E-01
3	3.55	42,1	-	3460	2.04	8.00E-02	1.63E-01
3.5	3.99	42	-	3420	2.04	1.01E-01	2.06E-01
4	4.52	41.8	-	3370	2.04	1.21E-01	2.47E-01
4.1	4.72	41.14	-	3350	2.04	1.25E-01	2.55E-01

Frecuencia del motor                      60 Hz  
 Voltaje en el motor                        42 Vrms

Vdc freno	Irms (motor)	Vrms (motor)	Tacometro (Hz)	rpm	W(N)	x(m)	T (N* m)
0	3.55	42,4	293	3516	2.04	1.50E-02	3.06E-02
1.029	3.68	42.02	291.9	3502.8	2.04	2.20E-02	4.49E-02
1.418	3.77	42	290	3480	2.04	2.50E-02	5.10E-02
1.922	4.02	42	288	3458	2.04	3.50E-02	7.14E-02
2.172	4.16	42	286	3432	2.04	3.80E-02	7.75E-02
2.482	4.4	42	283	3396	2.04	4.50E-02	9.18E-02
2.685	4.62	42	281	3372	2.04	5.00E-02	1.02E-01
2.797	4.79	42	278.8	3345.6	2.04	5.50E-02	1.12E-01
2.902	4.94	42	276.6	3319.2	2.04	5.80E-02	1.18E-01

Frecuencia del motor                      54,6 Hz  
 Voltaje en el motor                        38,2 Vrms

Vdc freno	Irms (motor)	Vrms (motor)	Tacometro (Hz)	rpm	W(N)	x(m)	T (N* m)
0	3.3	38.29	262	3144	2.04	1.00E-02	2.04E-02
0.945	3.4	38.22	260	3120	2.04	1.50E-02	3.06E-02
1.491	3.63	38.2	257.4	3088.8	2.04	2.00E-02	4.06E-02
1.928	3.9	38.2	253.5	3042	2.04	2.70E-02	5.51E-02
2.192	4.17	38.2	248.3	2979.6	2.04	3.40E-02	6.94E-02
2.392	4.45	38.2	245.3	2943.6	2.04	3.80E-02	7.75E-02
2.557	4.62	38.2	243.4	2920.8	2.04	4.30E-02	8.77E-02

Frecuencia del motor 50,2 Hz  
 Voltaje en el motor 35,14 Vrms

Vdc freno	Irms	Vrms	Tacometro (Hz)	rpm	W(N)	x(m)	T (N* m)
0	3.12	35.14	237.6	2851.2	2.04	1.00E-02	2.04E-02
1.032	3.36	35.14	233.4	2800.8	2.04	1.50E-02	3.06E-02
1.381	3.59	35.14	229.5	2754	2.04	1.90E-02	3.88E-02
1.676	3.75	35.17	226.9	2722.8	2.04	2.30E-02	4.69E-02
1.985	4.23	35.16	216.7	2600.4	2.04	2.70E-02	5.51E-02
2.033	4.28	35.18	214	2568	2.04	2.90E-02	5.92E-02

Frecuencia del motor 45,4 Hz  
 Voltaje en el motor 31,78 Vrms

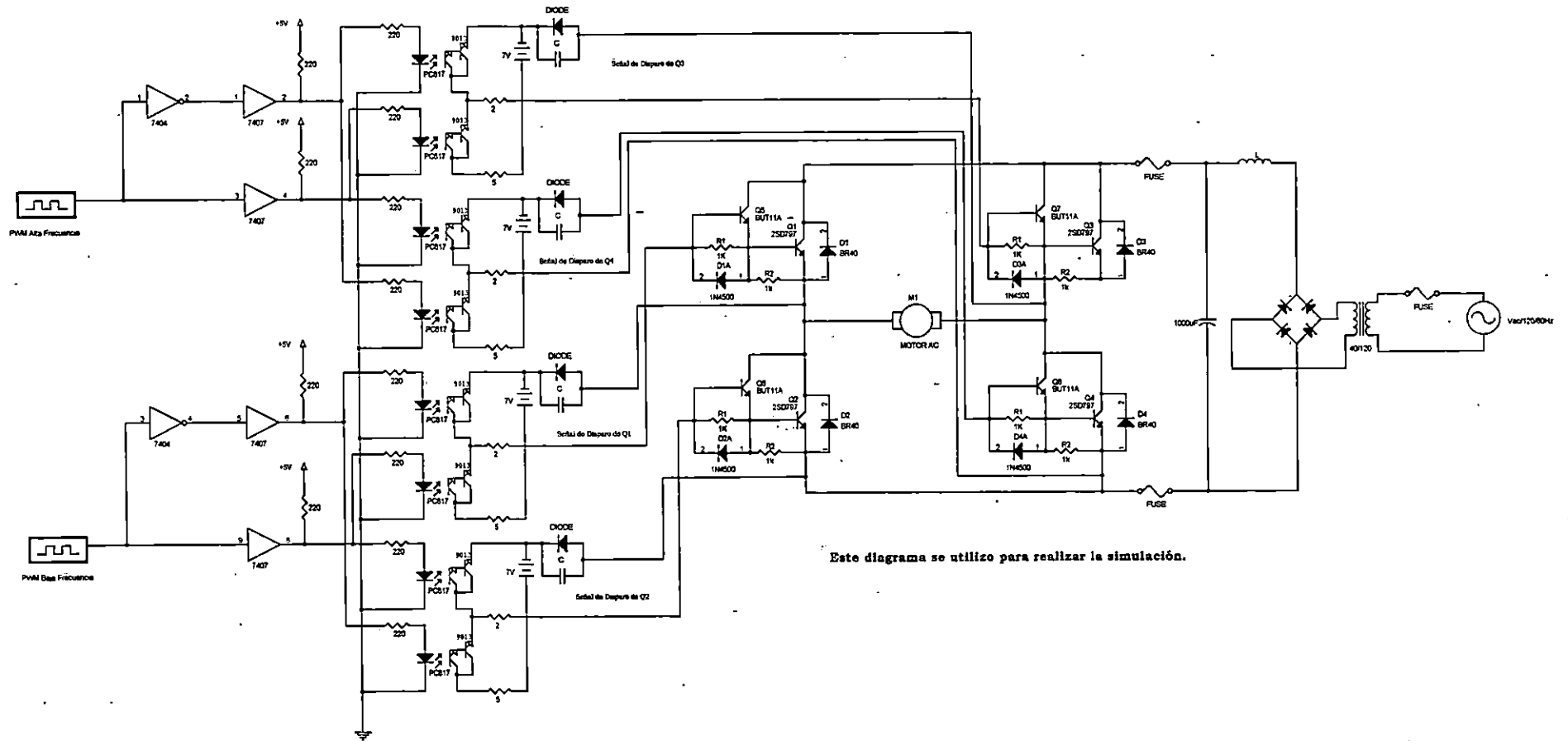
Vdc freno	Irms ( motor )	Vrms ( motor )	Tacometro (Hz)	rpm	W(N)	x(m)	T ( N* m)
0	3.03	37.78	207.7	2492.4	1.02	2.00E-02	2.04E-02
0.76	3.15	31.75	204.2	2450.4	1.02	2.90E-02	2.96E-02
0.99	3.39	31.7	198.5	2382	1.02	3.40E-02	3.47E-02

Tabla , Valores medidos para determinar parte de las curva características del motor

**ANEXO**

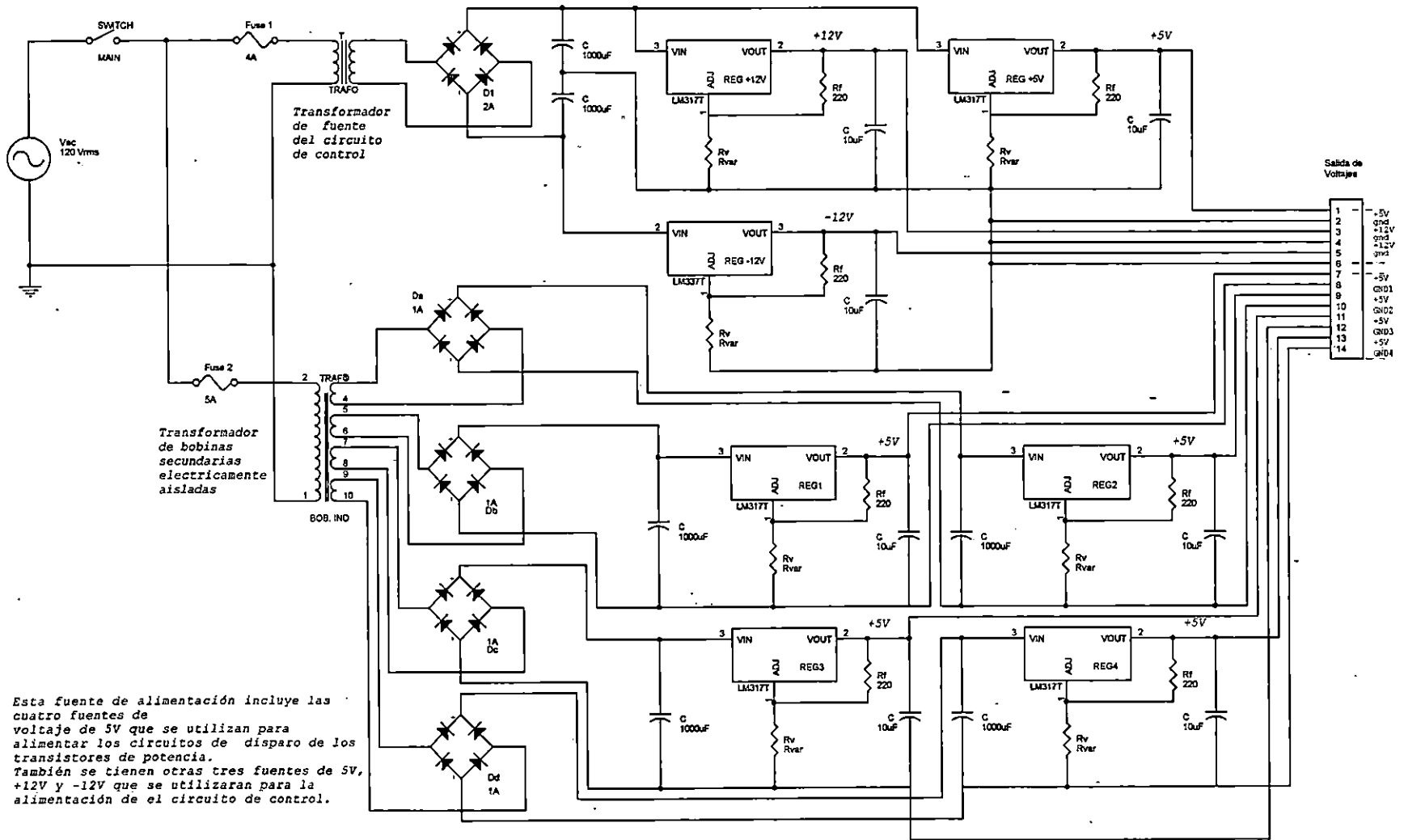
**DIAGRAMAS CIRCUITALES.**

**DIAGRAMA DE INVERSOR DE PUENTE COMPLETO Y CIRCUITO DE DISPARO**



Este diagrama se utilizo para realizar la simulación.

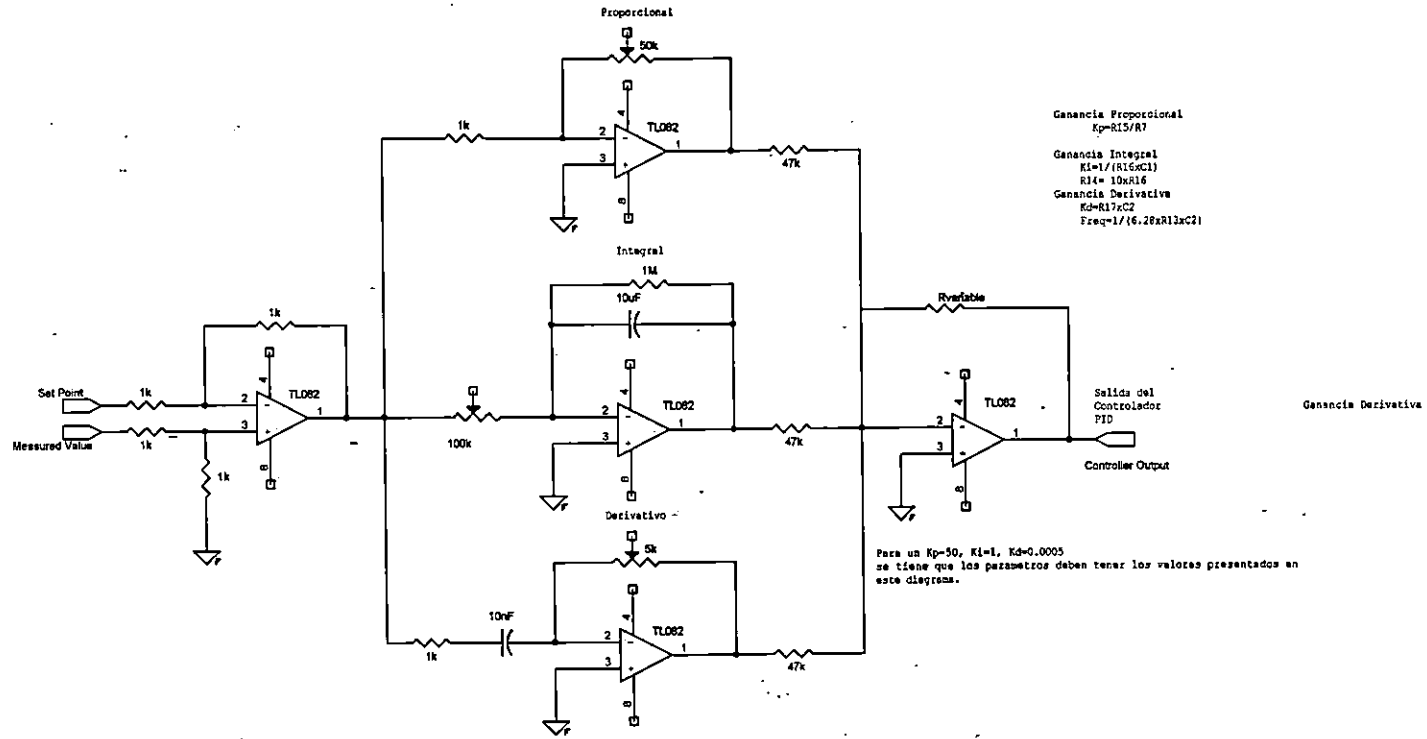
## DIAGRAMA COMPLETO DE LA FUENTE DE ALIMENTACION PARA EL CIRCUITO DE DISPARO Y PARA EL CIRCUITO DE CONTROL.



Esta fuente de alimentación incluye las cuatro fuentes de voltaje de 5V que se utilizan para alimentar los circuitos de disparo de los transistores de potencia. También se tienen otras tres fuentes de 5V, +12V y -12V que se utilizarán para la alimentación de el circuito de control.

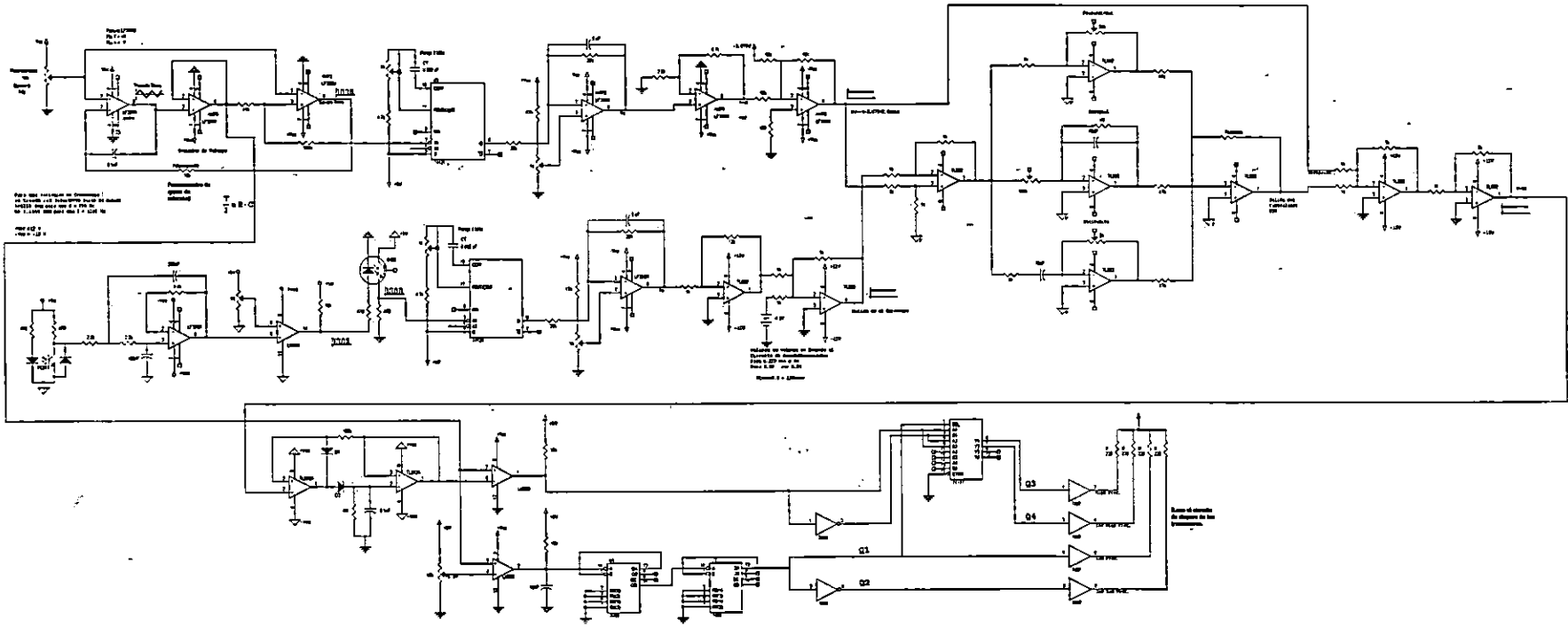


# CONTROLADOR PROPORCIONAL, INTEGRAL, DERIVATIVO



PID Controller

**DIAGRAMA DEL CIRCUITO DE CONTROL Y GENERACION DEL PATRON PWM  
Y  
CIRCUITO DE REALIMENTACION DE VELOCIDAD**



**ANEXO**

**HOJAS DE ESPECIFICACIONES DE LOS COMPONENTES UTILIZADOS EN  
EL DISEÑO.**



**ELECTRONICS, INC.**  
 44 FARRAND STREET  
 BLOOMFIELD, NJ 07003  
 (973) 748-5089

## NTE387 Silicon NPN Transistor Power Amp, Switch

**Features:**

- High Collector–Emitter Sustaining Voltage
- High DC Current Gain
- Low Collector–Emitter Saturation Voltage
- Fast Switching Times

**Absolute Maximum Ratings:**

Collector–Emitter Voltage, $V_{CEO}$ .....	150V
Collector–Base Voltage, $V_{CB}$ .....	180V
Emitter–Base Voltage, $V_{EB}$ .....	6V
Collector Current, $I_C$	
Continuous .....	50A
Peak .....	100A
Continuous Base Current, $I_B$ .....	20A
Total Device Dissipation ( $T_C = +25^\circ\text{C}$ ), $P_D$ .....	250W
Derate Above $25^\circ\text{C}$ .....	1.43W/ $^\circ\text{C}$
Operating Junction Temperature Range, $T_J$ .....	$-65^\circ$ to $+200^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range, $T_{stg}$ .....	$-65^\circ$ to $+200^\circ\text{C}$
Thermal Resistance, Junction–to–Case, $R_{thJC}$ .....	0.70 $^\circ\text{C}/\text{W}$

Note 1. Matched pairs are available upon request (NTE387MP). Matched pairs have their gain specification ( $h_{FE}$ ) matched to within 10% of each other.

**Electrical Characteristics:** ( $T_C = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>OFF Characteristics</b>						
Collector–Emitter Sustaining Voltage	$V_{CEO(sus)}$	$I_C = 50\text{mA}$ , $I_B = 0$ , Note 2	150	–	–	V
Collector Cutoff Current	$I_{CEO}$	$V_{CE} = 75\text{V}$ , $I_B = 0$	–	–	50	$\mu\text{A}$
		$V_{CE} = 180\text{V}$ , $V_{EB(off)} = 1.5\text{V}$	–	–	10	$\mu\text{A}$
	$V_{CE} = 180\text{V}$ , $V_{EB(off)} = 1.5\text{V}$ , $T_C = +150^\circ\text{C}$	–	–	1.0	$\mu\text{A}$	
Emitter Cutoff Current	$I_{EBO}$	$V_{BE} = 6\text{V}$ , $I_C = 0$	–	–	100	$\mu\text{A}$

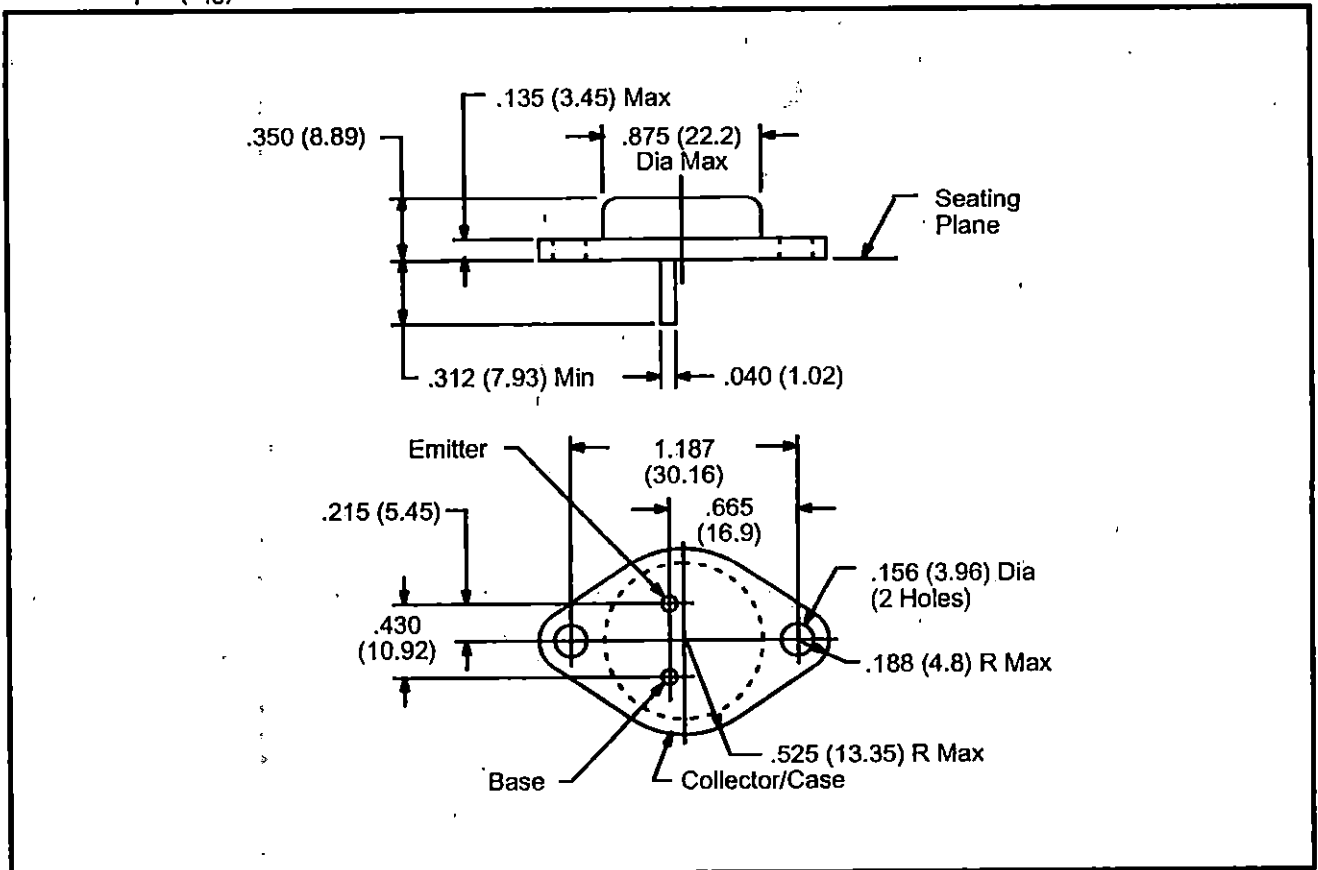
Note 2. Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$ .

**Electrical Characteristics (Cont'd):** ( $T_C = +25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Test Conditions	Min	Typ	Max	Unit
<b>ON Characteristics (Note 2)</b>						
DC Current Gain	$h_{FE}$	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 1\text{A}$	50	—	—	
		$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 20\text{A}$	30	—	120	
		$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 50\text{A}$	10	—	—	
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_C = 20\text{A}, I_B = 2\text{A}$	—	—	1	V
		$I_C = 50\text{A}, I_B = 10\text{A}$	—	—	3	V
Base-Emitter Saturation Voltage	$V_{BE(sat)}$	$I_C = 20\text{A}, I_B = 2\text{A}$	—	—	1.8	V
		$I_C = 50\text{A}, I_B = 10\text{A}$	—	—	3.5	V
Base-Emitter ON Voltage	$V_{BE(on)}$	$V_{CE} = 4\text{V}, I_C = 20\text{A}$	—	—	1.8	V
<b>Dynamic Characteristics</b>						
Current Gain-Bandwidth Product	$f_T$	$V_{CE} = 10\text{V}, I_C = 1\text{A}, f_{test} = 10\text{MHz}$ , Note 3	30	—	—	MHz
Output Capacitance	$C_{ob}$	$V_{CB} = 10\text{V}, I_E = 0, f_{test} = 0.1\text{MHz}$	—	—	600	pF
<b>Switching Characteristics</b>						
Rise Time	$t_r$	$V_{CC} = 80\text{V}, I_C = 20\text{A}, I_{B1} = 2\text{A}; V_{BE(off)} = 5\text{V}$	—	—	0.35	$\mu\text{s}$
Storage Time	$t_s$	$V_{CC} = 80\text{V}, I_C = 20\text{A}, I_{B1} = I_{B2} = 2\text{A}$	—	—	0.80	$\mu\text{s}$
Fall Time	$t_f$		—	—	0.25	$\mu\text{s}$

Note 2. Pulse Test: Pulse Width  $\leq 300\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2\%$ .

Note 3.  $f_T = (h_{fe}) \cdot \text{test}$



# PC817 Series

## High Density Mounting Type Photocoupler

\* Lead forming type (I type) and taping reel type (P type) are also available. (PC817I/PC817P)  
 \*\* TÜV (VDE0884) approved type is also available as an option.

### ■ Features

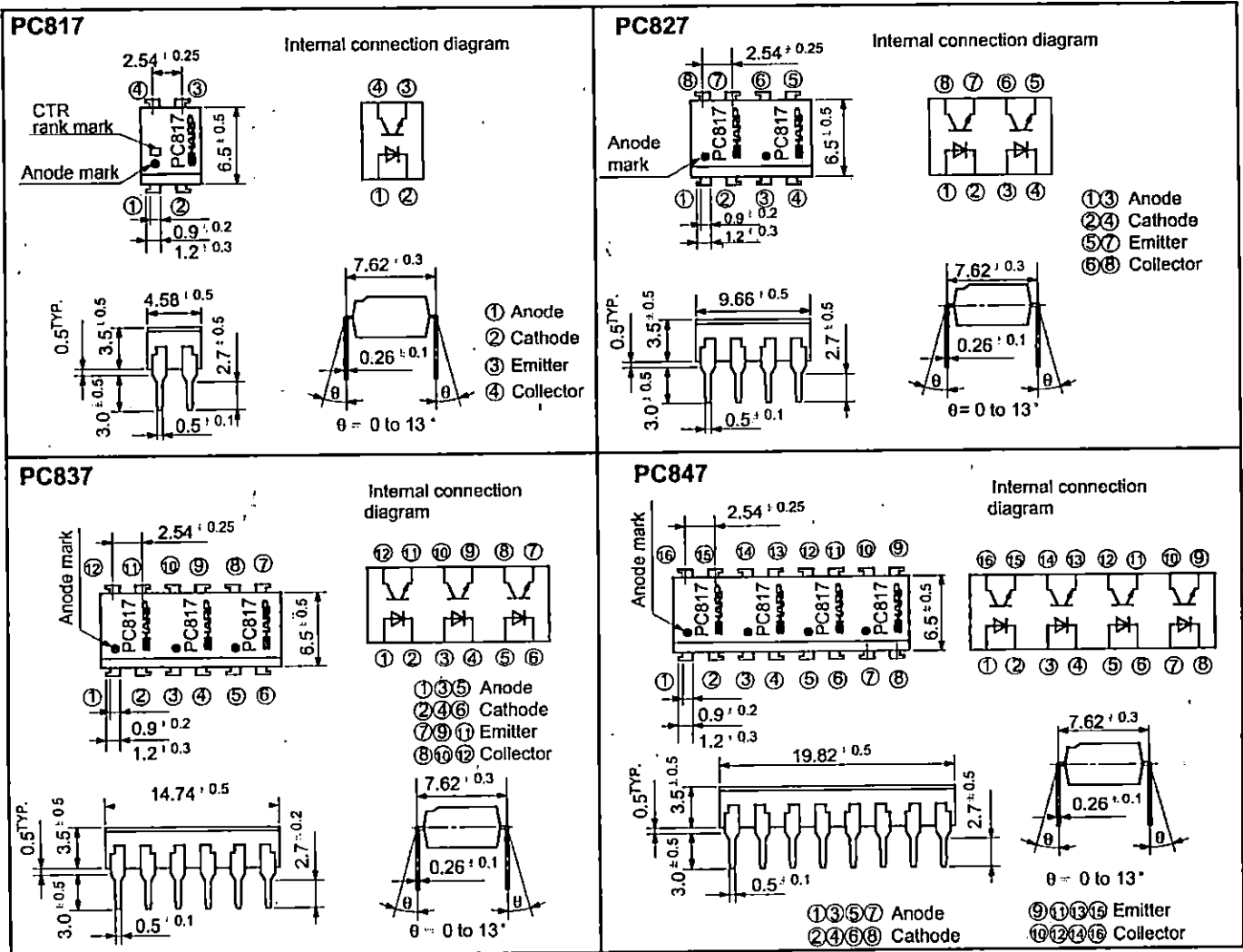
1. Current transfer ratio  
 (CTR: MIN. 50% at  $I_F = 5\text{mA}$ ,  $V_{CE} = 5\text{V}$ )
2. High isolation voltage between input and output ( $V_{iso} : 5000\text{V}_{rms}$ )
3. Compact dual-in-line package  
 PC817 : 1-channel type  
 PC827 : 2-channel type  
 PC837 : 3-channel type  
 PC847 : 4-channel type
4. Recognized by UL, file No. E64380

### ■ Applications

1. Computer terminals
2. System appliances, measuring instruments
3. Registers, copiers, automatic vending machines
4. Electric home appliances, such as fan heaters, etc.
5. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

### ■ Outline Dimensions

(Unit : mm)



\* In the absence of confirmation by device specification sheets, SHARP takes no responsibility for any defects that occur in equipment using any of SHARP's devices, shown in catalogs, data books, etc. Contact SHARP in order to obtain the latest version of the device specification sheets before using any SHARP's device.

### Absolute Maximum Ratings

(Ta = 25°C)

Parameter		Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	$I_F$	50	mA
	*1 Peak forward current	$I_{FM}$	1	A
	Reverse voltage	$V_R$	6	V
	Power dissipation	$P'$	70	mW
Output	Collector-emitter voltage	$V_{CEO}$	35	V
	Emitter-collector voltage	$V_{ECO}$	6	V
	Collector current	$I_C$	50	mA
	Collector power dissipation	$P_C$	150	mW
Total power dissipation		$P_{tot}$	200	mW
*2 Isolation voltage		$V_{iso}$	5 000	$V_{rms}$
Operating temperature		$T_{opr}$	-30 to +100	°C
Storage temperature		$T_{stg}$	-55 to +125	°C
*3 Soldering temperature		$T_{sol}$	260	°C

\*1 Pulse width  $\leq 100\mu s$ , Duty ratio: 0.001

\*2 40 to 60% RH, AC for 1 minute

\*3 For 10 seconds

### Electro-optical Characteristics

(Ta = 25°C)

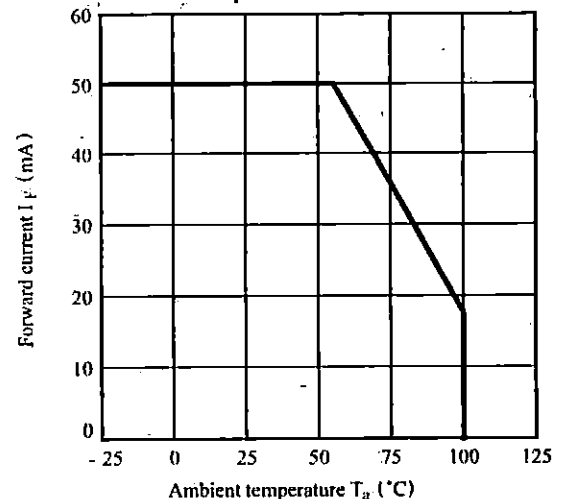
Parameter		Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit	
Input	Forward voltage	$V_F$	$I_F = 20mA$	-	1.2	1.4	V	
	Peak forward voltage	$V_{FM}$	$I_{FM} = 0.5A$	-	-	3.0	V	
	Reverse current	$I_R$	$V_R = 4V$	-	-	10	$\mu A$	
	Terminal capacitance	$C_t$	$V = 0, f = 1kHz$	-	30	250	pF	
Output	Collector dark current	$I_{CEO}$	$V_{CE} = 20V$	-	-	$10^{-7}$	A	
Transfer characteristics	*4 Current transfer ratio	CTR	$I_F = 5mA, V_{CE} = 5V$	50	-	600	%	
	Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_F = 20mA, I_C = 1mA$	-	0.1	0.2	V	
	Isolation resistance	$R_{iso}$	DC500V, 40 to 60% RH	$5 \times 10^{10}$	$10^{11}$	-	$\Omega$	
	Floating capacitance	$C_f$	$V = 0, f = 1MHz$	-	0.6	1.0	pF	
	Response time	Rise time	$t_r$	$V_{CE} = 5V, I_C = 2mA, R_L = 100\Omega, -3dB$	-	80	-	kHz
		Fall time	$t_f$		-	4	18	$\mu s$
			$V_{CE} = 2V, I_C = 2mA, R_L = 100\Omega$	-	3	18	$\mu s$	

\*4 Classification table of current transfer ratio is shown below.

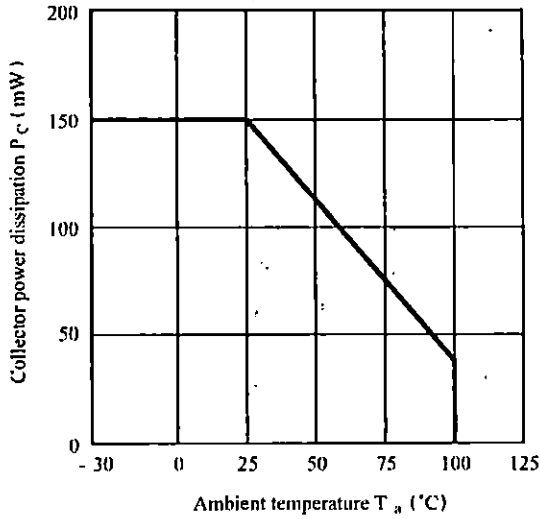
Model No.	Rank mark	CTR (%)
PC817A	A	80 to 160
PC817B	B	130 to 260
PC817C	C	200 to 400
PC817D	D	300 to 600
PC8*7AB	A or B	80 to 260
PC8*7BC	B or C	130 to 400
PC8*7CD	C or D	200 to 600
PC8*7AC	A, B or C	80 to 400
PC8*7BD	B, C or D	130 to 600
PC8*7AD	A, B, C or D	80 to 600
PC8*7	A, B, C, D or No mark	50 to 600

\*: 1 or 2 or 3 or 4

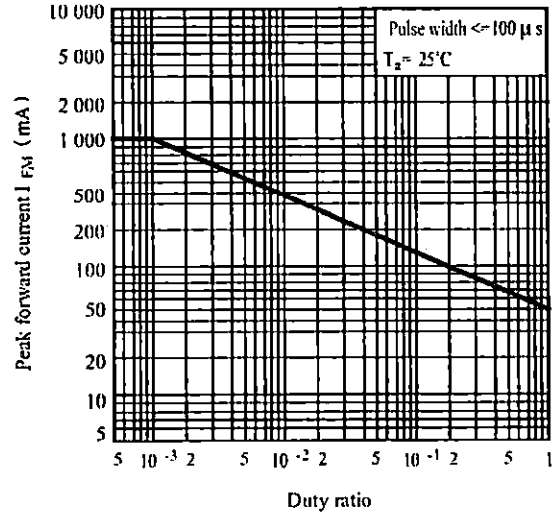
Fig. 1 Forward Current vs. Ambient Temperature



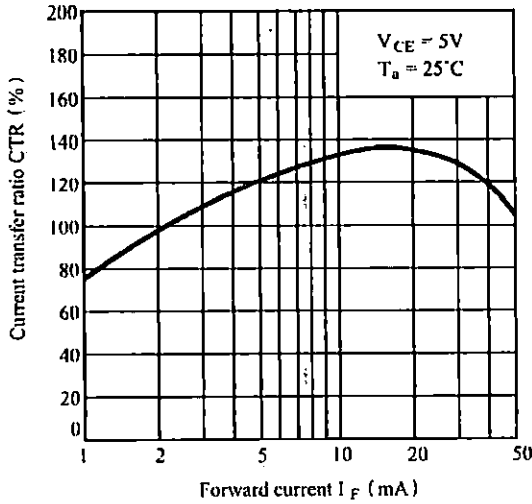
**Fig. 2 Collector Power Dissipation vs. Ambient Temperature**



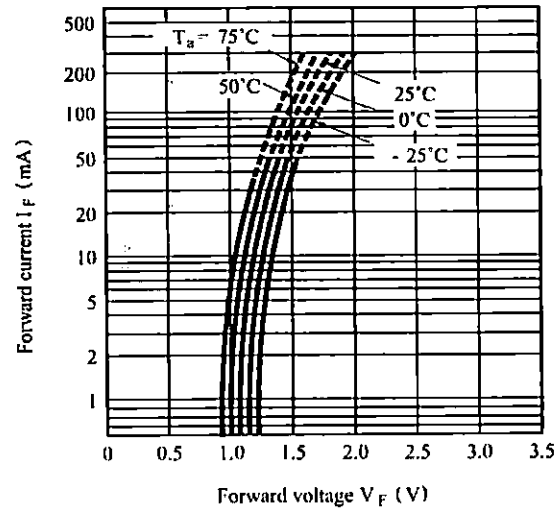
**Fig. 3 Peak Forward Current vs. Duty Ratio**



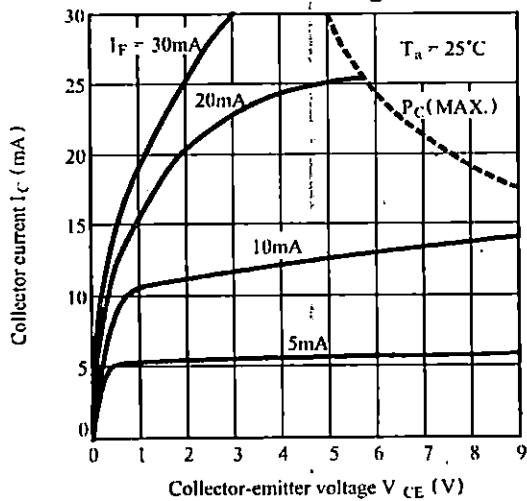
**Fig. 4 Current Transfer Ratio vs. Forward Current**



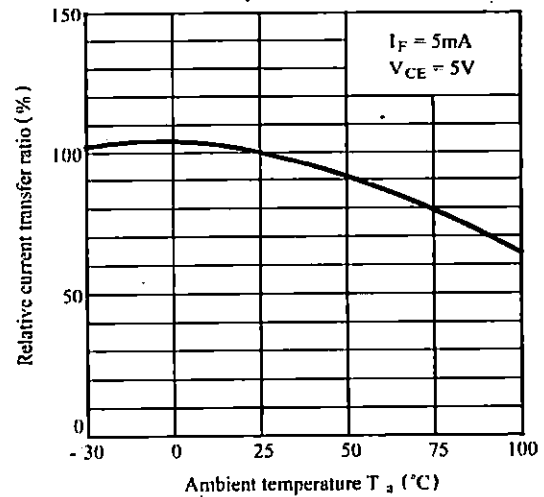
**Fig. 5 Forward Current vs. Forward Voltage**



**Fig. 6 Collector Current vs. Collector-emitter Voltage**

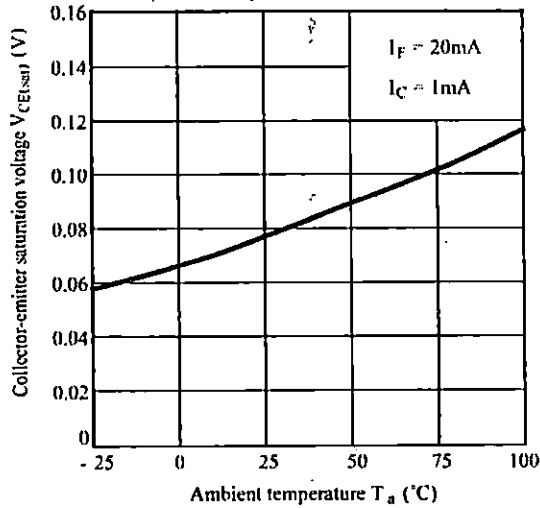


**Fig. 7 Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature**

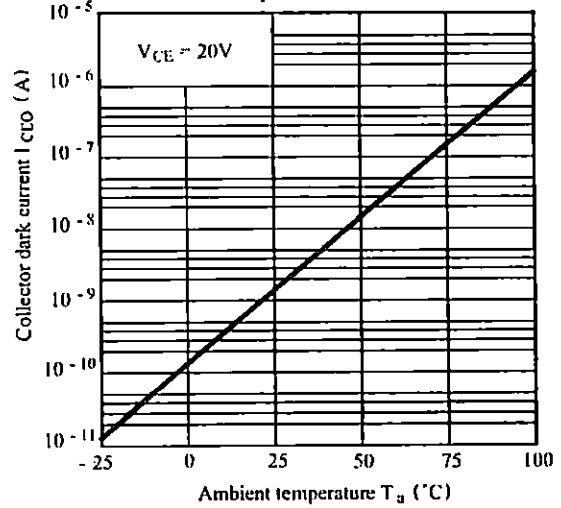




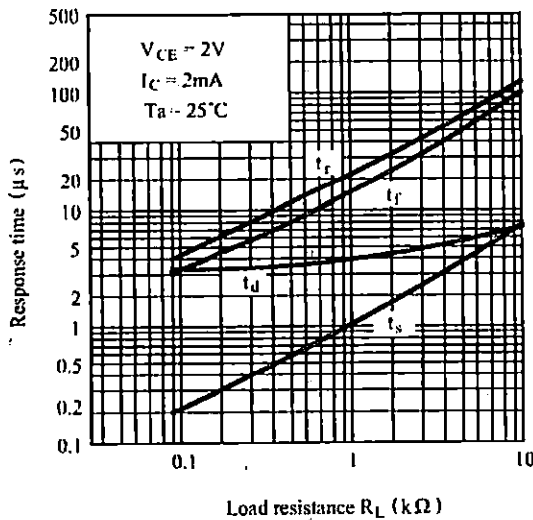
**Fig. 8 Collector-emitter Saturation Voltage vs. Ambient Temperature**



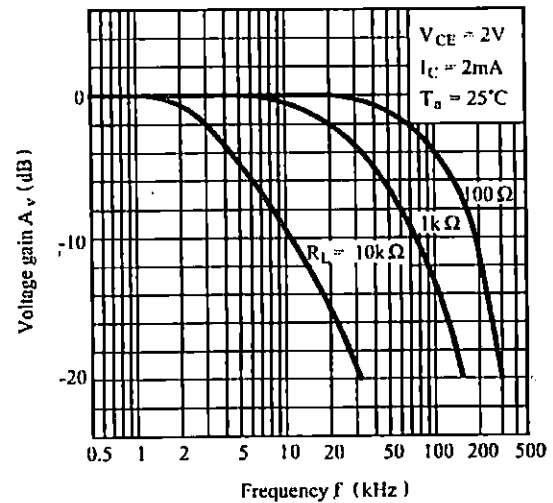
**Fig. 9 Collector Dark Current vs. Ambient Temperature**



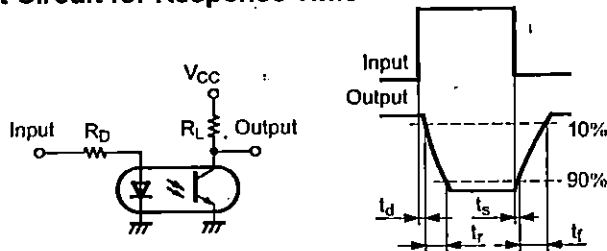
**Fig.10 Response Time vs. Load Resistance**



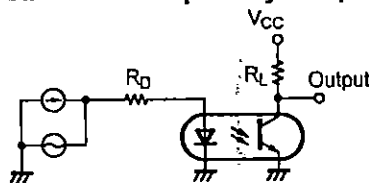
**Fig.11 Frequency Response**



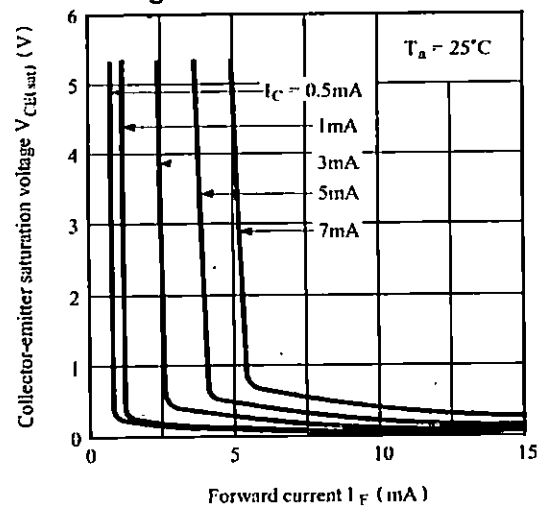
**Test Circuit for Response Time**



**Test Circuit for Frequency Response**



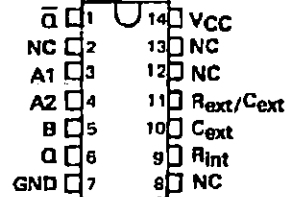
**Fig.12 Collector-emitter Saturation Voltage vs. Forward Current**



**SN54121, SN74121**  
**MONOSTABLE MULTIVIBRATORS**  
**WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS**  
 MAY 1983 - REVISED MARCH 1988

- Programmable Output Pulse Width  
 With  $R_{int}$  . . . 35 ns Typ  
 With  $R_{ext}/C_{ext}$  . . . 40 ns to 28 Seconds
- Internal Compensation for Virtual Temperature Independence
- Jitter-Free Operation up to 90% Duty Cycle
- Inhibit Capability

SN54121 . . . J OR W PACKAGE  
 SN74121 . . . N PACKAGE  
 (TOP VIEW)



NC - No internal connection.

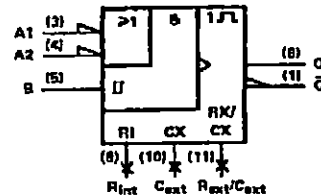
FUNCTION TABLE

INPUTS			OUTPUTS	
A1	A2	B	Q	Q̄
L	X	H	L	H
X	L	H	L†	H†
X	X	L	L†	H†
H	H	X	L†	H†
H	L	H	[Pulse]	[Pulse]
L	H	H	[Pulse]	[Pulse]
L	L	H	[Pulse]	[Pulse]
L	X	†	[Pulse]	[Pulse]
X	L	†	[Pulse]	[Pulse]

For explanation of function table symbols, see page

† These lines of the function table assume that the indicated steady-state conditions at the A and B inputs have been setup long enough to complete any pulse started before the setup.

logic symbol†



† This symbol is in accordance with ANSI/IEEE Std 91-1984 and IEC Publication 617-12.

**description**

These multivibrators feature dual negative-transition-triggered inputs and a single positive-transition-triggered input which can be used as an inhibit input. Complementary output pulses are provided.

Pulse triggering occurs at a particular voltage level and is not directly related to the transition time of the input pulse. Schmitt-trigger input circuitry (TTL hysteresis) for the B input allows jitter-free triggering from inputs with transition rates as slow as 1 volt/second, providing the circuit with an excellent noise immunity of typically 1.2 volts. A high immunity to VCC noise of typically 1.5 volts is also provided by internal latching circuitry.

Once fired, the outputs are independent of further transitions of the inputs and are a function only of the timing components. Input pulses may be of any duration relative to the output pulse. Output pulse length may be varied from 40 nanoseconds to 28 seconds by choosing appropriate timing components. With no external timing components (i.e.,  $R_{int}$  connected to VCC,  $C_{ext}$  and  $R_{ext}/C_{ext}$  open), an output pulse of typically 30 or 35 nanoseconds is achieved which may be used as a d-c triggered reset signal. Output rise and fall times are TTL compatible and independent of pulse length.

Pulse width stability is achieved through internal compensation and is virtually independent of VCC and temperature. In most applications, pulse stability will only be limited by the accuracy of external timing components.

Jitter-free operation is maintained over the full temperature and VCC ranges for more than six decades of timing capacitance (10 pF to 10 μF) and more than one decade of timing resistance (2 kΩ to 30 kΩ for the SN54121 and 2 kΩ to 40 kΩ for the SN74121). Throughout these ranges, pulse width is defined by the relationship  $t_{w(out)} = C_{ext}R_{Tln}2 = 0.7 C_{ext}R_T$ . In circuits where pulse cutoff is not critical, timing capacitance up to 1000 μF and timing resistance as low as 1.4 kΩ may be used. Also, the range of jitter-free output pulse widths is extended if VCC is held to 5 volts and free-air temperature is 25°C. Duty cycles as high as 90% are achieved when using maximum recommended  $R_T$ . Higher duty cycles are available if a certain amount of pulse-width jitter is allowed.

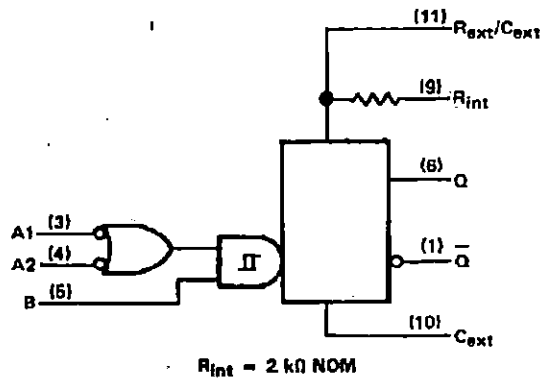
PRODUCTION DATA documents contain information current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.



POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75285

**SN54121, SN74121  
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS  
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS**

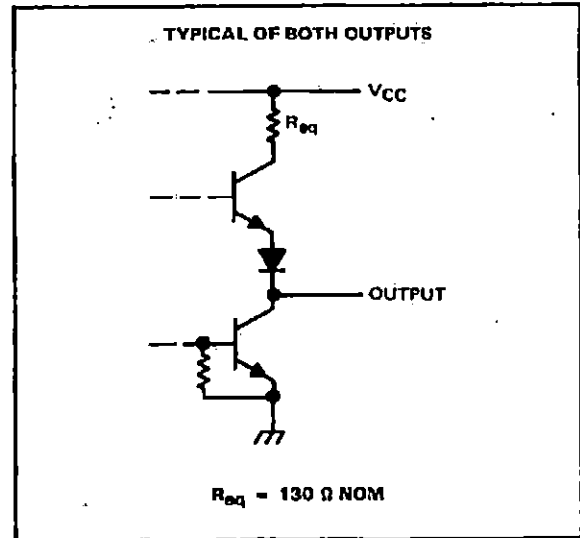
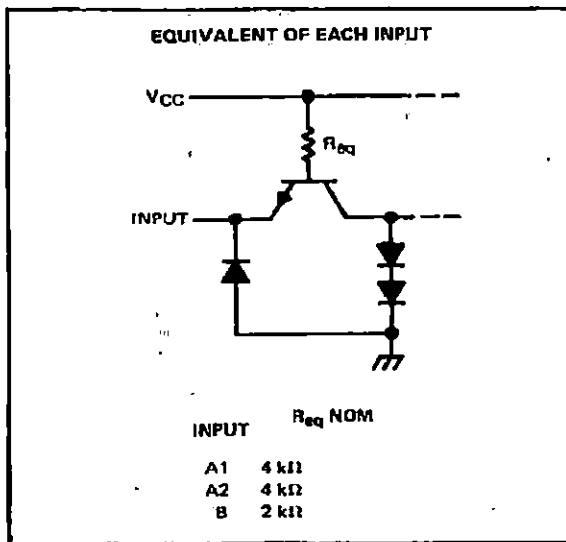
logic diagram (positive logic)



Pin numbers shown on logic notation are for J or N packages.

- NOTES: 1. An external capacitor may be connected between  $C_{ext}$  (positive) and  $R_{ext}/C_{ext}$ .  
2. To use the internal timing resistor, connect  $R_{int}$  to  $V_{CC}$ . For improved pulse width accuracy and repeatability, connect an external resistor between  $R_{ext}/C_{ext}$  and  $V_{CC}$  with  $R_{int}$  open-circuited.

schematics of inputs and outputs



**SN54121, SN74121**  
**MONOSTABLE MULTIVIBRATORS**  
**WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS**

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, $V_{CC}$ (see Note 3) .....	7 V
Input voltage .....	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54121 .....	-55°C to 125°C
SN74121 .....	0°C to 70°C
Storage temperature range .....	-65°C to 150°C

NOTE 3: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

		MIN	NOM	MAX	UNIT	
$V_{CC}$	Supply voltage	54 Family	4.5	5	5.5	V
		74 Family	4.75	5	5.25	
$I_{QH}$	High-level output current			-0.4	mA	
$I_{QL}$	Low-level output current			16	mA	
$dv/dt$	Rate of rise or fall of input pulse	Schmitt Input, B		1	V/μs	
		Logic Inputs, A1, A2		1	V/μs	
$t_{w(in)}$	Input pulse width		50		ns	
$R_{ext}$	External timing capacitance	54 Family	1.4	30	kΩ	
		74 Family	1.4	40		
$C_{ext}$	External timing capacitance		0	1000	μF	
	Duty cycle	$R_T = 2 \text{ k}\Omega$		87	%	
		$R_T = \text{MAX } R_{ext}$		90		
$T_A$	Operating free-air temperature	54 Family	-55	125	°C	
		74 Family	0	70		



POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

**SN54121, SN74121**  
**MONOSTABLE MULTIVIBRATORS**  
**WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS**

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS <sup>†</sup>		MIN	TYP <sup>‡</sup>	MAX	UNIT
V <sub>IH</sub>	High-level input voltage at B input	V <sub>CC</sub> = MIN		2			V
V <sub>IL</sub>	Low-level input voltage at A input	V <sub>CC</sub> = MIN				0.8	V
V <sub>T+</sub>	Positive-going threshold voltage at B input	V <sub>CC</sub> = MIN		1.55		2	V
V <sub>T-</sub>	Negative-going threshold voltage at B input	V <sub>CC</sub> = MIN		0.8	1.35		V
V <sub>IK</sub>	Input clamp voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>I</sub> = -12 mA				-1.5	V
I <sub>OH</sub>	High-level output voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OH</sub> = MAX		2.4	3.4		V
V <sub>OL</sub>	Low-level output voltage	V <sub>CC</sub> = MIN, I <sub>OL</sub> = MAX		0.2		0.4	V
I <sub>I</sub>	Input current at maximum input voltage	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 5.5 V				1	mA
I <sub>IH</sub>	High-level input current	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 2.4 V		A1 or A2		40	μA
				B		80	
I <sub>IL</sub>	Low-level input current	V <sub>CC</sub> = MAX, V <sub>I</sub> = 0.4 V		A1 or A2		-1.8	mA
				B		-3.2	
I <sub>OS</sub>	Short-circuit output current <sup>§</sup>	V <sub>CC</sub> = MAX		54 Family		-20	mA
				74 Family		-18	
I <sub>CC</sub>	Supply current	V <sub>CC</sub> = MAX		Quiescent		13	mA
				Triggered		23	

<sup>†</sup>For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

<sup>‡</sup>All typical values are at V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C.

<sup>§</sup>Not more than one output should be shorted at a time.

switching characteristics, V<sub>CC</sub> = 5 V, T<sub>A</sub> = 25°C

PARAMETER		TEST CONDITIONS		MIN	TYP	MAX	UNIT	
t <sub>PLH</sub>	Propagation delay time, low-to-high-level Q output from either A input	C <sub>L</sub> = 15 pF, R <sub>L</sub> = 400 Ω, See Note 4	C <sub>ext</sub> = 80 pF, R <sub>int</sub> to V <sub>CC</sub>	45	70		ns	
t <sub>PLH</sub>	Propagation delay time, low-to-high-level Q output from B input			35	55		ns	
t <sub>PHL</sub>	Propagation delay time, high-to-low-level $\bar{Q}$ output from either A input			60	80		ns	
t <sub>PHL</sub>	Propagation delay time, high-to-low-level $\bar{Q}$ output from B input			40	65		ns	
t <sub>w(out)</sub>	Pulse width obtained using internal timing resistor			C <sub>ext</sub> = 80 pF, R <sub>int</sub> to V <sub>CC</sub>	70	110	150	ns
t <sub>w(out)</sub>	Pulse width obtained with zero timing capacitance			C <sub>ext</sub> = 0, R <sub>int</sub> to V <sub>CC</sub>	30	50		ns
t <sub>w(out)</sub>	Pulse width obtained using external timing resistor			C <sub>ext</sub> = 100 pF, R <sub>T</sub> = 10 kΩ	600	700	800	ns
				C <sub>ext</sub> = 1 μF, R <sub>T</sub> = 10 kΩ	8	7	8	ms

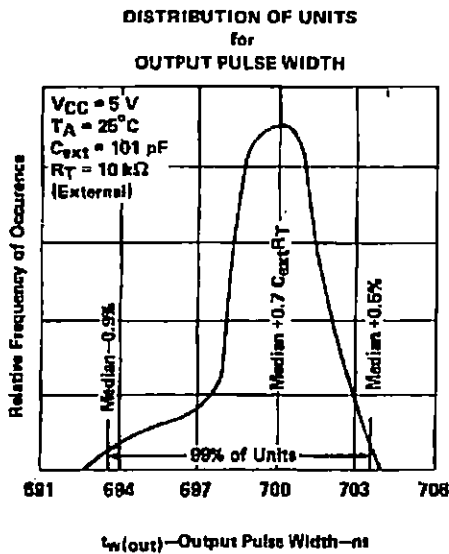
NOTE 4: Load circuits and voltage waveforms are shown in Section 1.

**TEXAS**  
**INSTRUMENTS**

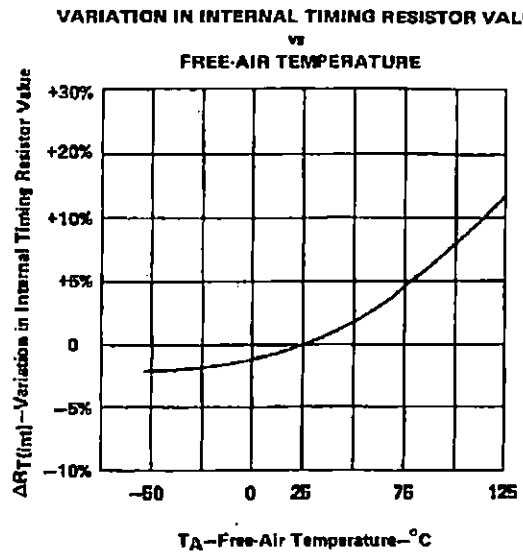
POST OFFICE BOX 655012 • DALLAS, TEXAS 75265

**SN54121, SN74121  
MONOSTABLE MULTIVIBRATORS  
WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS**

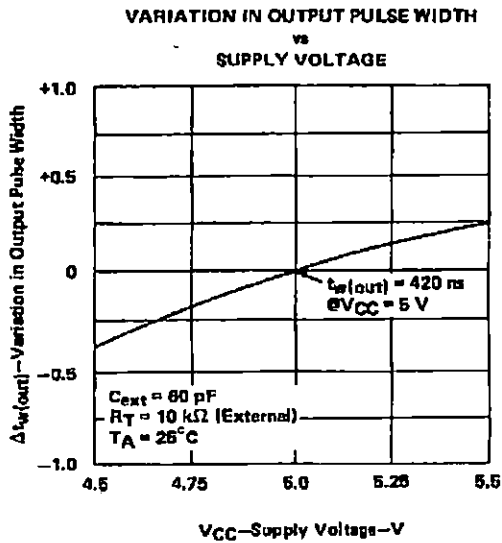
**TYPICAL CHARACTERISTICS†**



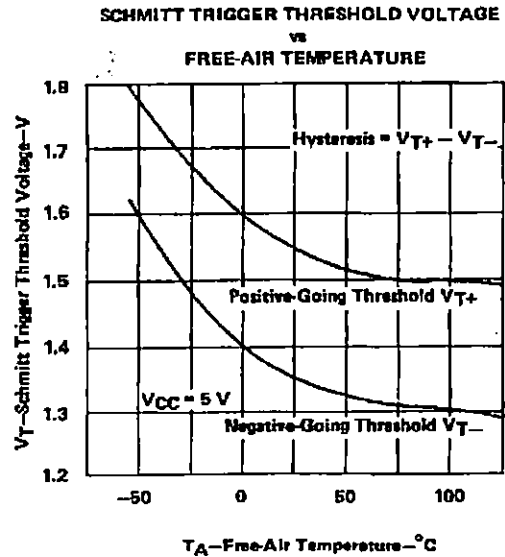
**FIGURE 1**



**FIGURE 2**



**FIGURE 3**

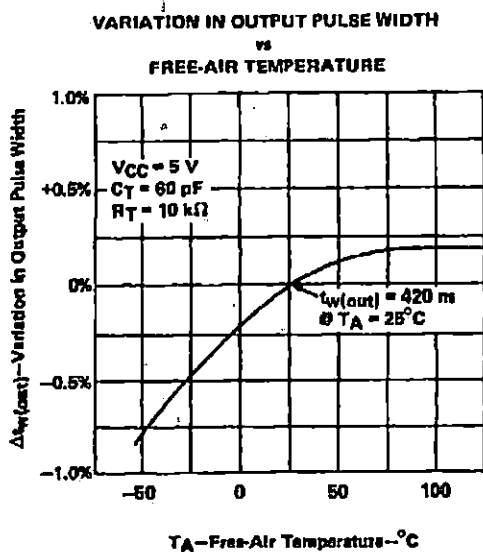


**FIGURE 4**

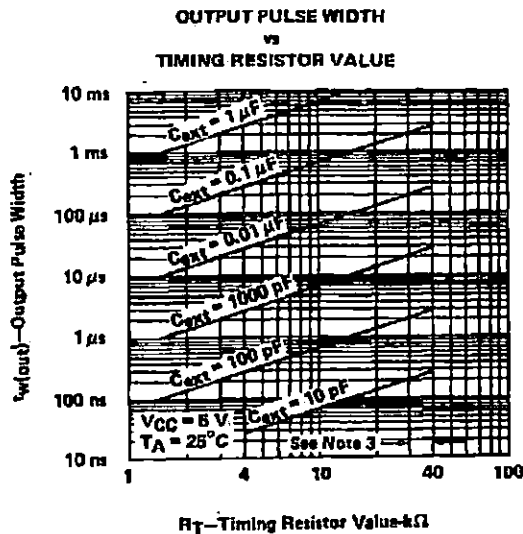
†Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SN54121.

**SN54121, SN74121**  
**MONOSTABLE MULTIVIBRATORS**  
**WITH SCHMITT-TRIGGER INPUTS**

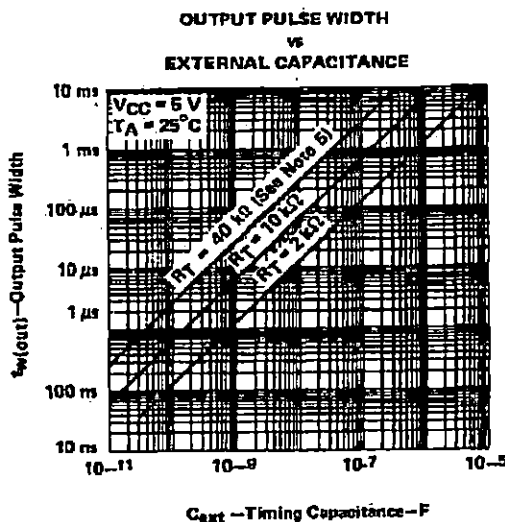
**TYPICAL CHARACTERISTICS† (continued)**



**FIGURE 5**



**FIGURE 6**



**FIGURE 7**

**NOTE 5:** These values of resistance exceed the maximum recommended use over the full temperature range of the SN54121.  
 †Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SN54121.

### IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments (TI) reserves the right to make changes to its products or to discontinue any semiconductor product or service without notice, and advises its customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that the information being relied on is current.

TI warrants performance of its semiconductor products and related software to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

Certain applications using semiconductor products may involve potential risks of death, personal injury, or severe property or environmental damage ("Critical Applications").

TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, INTENDED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT APPLICATIONS, DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS.

Inclusion of TI products in such applications is understood to be fully at the risk of the customer. Use of TI products in such applications requires the written approval of an appropriate TI officer. Questions concerning potential risk applications should be directed to TI through a local SC sales office.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards should be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance, customer product design, software performance, or infringement of patents or services described herein. Nor does TI warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used.



## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

## LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

### General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic— where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

### Advantages

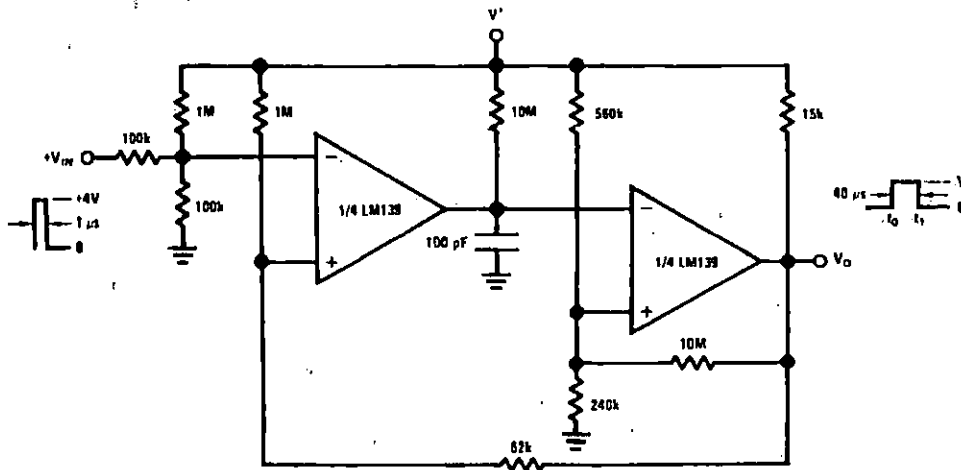
- High precision comparators

- Reduced  $V_{OS}$  drift over temperature
- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

### Features

- Wide supply voltage range
  - LM139/139A Series 2 to 36  $V_{DC}$  or  $\pm 1$  to  $\pm 18$   $V_{DC}$
  - LM2901: 2 to 36  $V_{DC}$  or  $\pm 1$  to  $\pm 18$   $V_{DC}$
  - LM3302: 2 to 28  $V_{DC}$  or  $\pm 1$  to  $\pm 14$   $V_{DC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current: 25 nA
- Low input offset current:  $\pm 5$  nA
- Offset voltage:  $\pm 3$  mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage: 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

### One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



DS005706-12

## Absolute Maximum Ratings (Note 10)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

	LM139/LM239/LM339 LM139A/LM239A/LM339A LM2901	LM3302
Supply Voltage, $V^*$	$36 V_{DC}$ or $\pm 18 V_{DC}$	$28 V_{DC}$ or $\pm 14 V_{DC}$
Differential Input Voltage (Note 8)	$36 V_{DC}$	$28 V_{DC}$
Input Voltage	$-0.3 V_{DC}$ to $+36 V_{DC}$	$-0.3 V_{DC}$ to $+28 V_{DC}$
Input Current ( $V_{IN} < -0.3 V_{DC}$ ), (Note 3)	50 mA	50 mA
Power Dissipation (Note 1)		
Molded DIP	1050 mW	1050 mW
Cavity DIP	1190 mW	
Small Outline Package	760 mW	
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	Continuous	Continuous
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}\text{C}$ to $+150^{\circ}\text{C}$	$-65^{\circ}\text{C}$ to $+150^{\circ}\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	$260^{\circ}\text{C}$	$260^{\circ}\text{C}$
Operating Temperature Range		$-40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$
LM339/LM339A	$0^{\circ}\text{C}$ to $+70^{\circ}\text{C}$	
LM239/LM239A	$-25^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$	
LM2901	$-40^{\circ}\text{C}$ to $+85^{\circ}\text{C}$	
LM139/LM139A	$-55^{\circ}\text{C}$ to $+125^{\circ}\text{C}$	
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	$260^{\circ}\text{C}$	$260^{\circ}\text{C}$
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	$215^{\circ}\text{C}$	$215^{\circ}\text{C}$
Infrared (15 seconds)	$220^{\circ}\text{C}$	$220^{\circ}\text{C}$
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.		
ESD rating (1.5 k $\Omega$ in series with 100 pF)	600V	600V

## Electrical Characteristics

( $V^* = 5 V_{DC}$ ,  $T_A = 25^{\circ}\text{C}$ , unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A			LM239A, LM339A			LM139		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)	1.0	2.0		1.0	2.0		2.0	5.0	mV <sub>DC</sub>
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0V$	25	100		25	250		25	100	nA <sub>DC</sub>
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$ , $V_{CM} = 0V$	3.0	25		5.0	50		3.0	25	nA <sub>DC</sub>
Input Common-Mode Voltage Range	$V^* = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^* = 28 V_{DC}$ ) (Note 6)	0	$V^* - 1.5$		0	$V^* - 1.5$		0	$V^* - 1.5$	V <sub>DC</sub>
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators, $R_L = \infty$ , $V^* = 36V$ , (LM3302, $V^* = 28 V_{DC}$ )	0.8	2.0		0.8	2.0		0.8	2.0	mA <sub>DC</sub>
					1.0	2.5		1.0	2.5	mA <sub>DC</sub>
Voltage Gain	$R_L \geq 15 k\Omega$ , $V^* = 15 V_{DC}$ $V_o = 1 V_{DC}$ to $11 V_{DC}$	50	200		50	200		50	200	V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} = \text{TTL Logic Swing}$ , $V_{REF} = 1.4 V_{DC}$ , $V_{RL} = 5 V_{DC}$ , $R_L = 5.1 k\Omega$	300			300			300		ns
Response Time	$V_{RL} = 5 V_{DC}$ , $R_L = 5.1 k\Omega$ , (Note 7)	1.3			1.3			1.3		$\mu\text{s}$

**Electrical Characteristics** (Continued)(V\* = 5 V<sub>DC</sub>, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A			LM139		Units
		Min	Typ Max	Min	Typ	Max	Min	Typ Max	
Output Sink Current	V <sub>IN(-)}</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, V <sub>O</sub> ≤ 1.5 V <sub>DC</sub>	6.0	16	6.0	16	6.0	16	mA <sub>DC</sub>	
Saturation Voltage	V <sub>IN(-)}</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA	250	400	250	400	250	400	mV <sub>DC</sub>	
Output Leakage Current	V <sub>IN(+)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(-)</sub> = 0, V <sub>O</sub> = 5 V <sub>DC</sub>	0.1		0.1		0.1		nA <sub>DC</sub>	

**Electrical Characteristics**(V\* = 5 V<sub>DC</sub>, T<sub>A</sub> = 25°C, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM239, LM339			LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	
Input Offset Voltage	(Note 9)	2.0	5.0	2.0	7.0	3	20	mV <sub>DC</sub>	
Input Bias Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> with Output in Linear Range, (Note 5), V <sub>CM</sub> = 0V	25	250	25	250	25	500	nA <sub>DC</sub>	
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub> , V <sub>CM</sub> = 0V	5.0	50	5	50	3	100	nA <sub>DC</sub>	
Input Common-Mode Voltage Range	V* = 30 V <sub>DC</sub> (LM3302, V* = 28 V <sub>DC</sub> ) (Note 6)	0	V* - 1.5	0	V* - 1.5	0	V* - 1.5	V <sub>DC</sub>	
Supply Current	R <sub>L</sub> = ∞ on all Comparators, R <sub>L</sub> = ∞, V* = 36V, (LM3302, V* = 28 V <sub>DC</sub> )	0.8	2.0	0.8	2.0	0.8	2.0	mA <sub>DC</sub>	
		1.0	2.5	1.0	2.5	1.0	2.5	mA <sub>DC</sub>	
Voltage Gain	R <sub>L</sub> ≥ 15 kΩ, V* = 15 V <sub>DC</sub> V <sub>O</sub> = 1 V <sub>DC</sub> to 11 V <sub>DC</sub>	50	200	25	100	2	30	V/mV	
Large Signal Response Time	V <sub>IN</sub> = TTL Logic Swing, V <sub>REF</sub> = 1.4 V <sub>DC</sub> , V <sub>RL</sub> = 5 V <sub>DC</sub> , R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ,	300		300		300		ns	
Response Time	V <sub>RL</sub> = 5 V <sub>DC</sub> , R <sub>L</sub> = 5.1 kΩ, (Note 7)	1.3		1.3		1.3		μs	
Output Sink Current	V <sub>IN(-)}</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, V <sub>O</sub> ≤ 1.5 V <sub>DC</sub>	6.0	16	6.0	16	6.0	16	mA <sub>DC</sub>	
Saturation Voltage	V <sub>IN(-)}</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA	250	400	250	400	250	500	mV <sub>DC</sub>	
Output Leakage Current	V <sub>IN(+)</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(-)</sub> = 0, V <sub>O</sub> = 5 V <sub>DC</sub>	0.1		0.1		0.1		nA <sub>DC</sub>	

**Electrical Characteristics**(V\* = 5.0 V<sub>DC</sub>, (Note 4))

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A			LM139		Units
		Min	Typ Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	
Input Offset Voltage	(Note 9)		4.0		4.0		9.0	mV <sub>DC</sub>	
Input Offset Current	I <sub>IN(+)</sub> - I <sub>IN(-)</sub> , V <sub>CM</sub> = 0V		100		150		100	nA <sub>DC</sub>	
Input Bias Current	I <sub>IN(+)</sub> or I <sub>IN(-)</sub> with Output in Linear Range, V <sub>CM</sub> = 0V (Note 5)		300		400		300	nA <sub>DC</sub>	
Input Common-Mode Voltage Range	V* = 30 V <sub>DC</sub> (LM3302, V* = 28 V <sub>DC</sub> ) (Note 6)	0	V* - 2.0	0	V* - 2.0	0	V* - 2.0	V <sub>DC</sub>	
Saturation Voltage	V <sub>IN(-)}</sub> = 1 V <sub>DC</sub> , V <sub>IN(+)</sub> = 0, I <sub>SINK</sub> ≤ 4 mA		700		700		700	mV <sub>DC</sub>	

**Electrical Characteristics** (Continued) $(V^+ = 5.0 V_{DC}, \text{ (Note 4)})$ 

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		Units			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max		Min	Typ	Max
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}, V_{IN(-)} = 0,$ $V_O = 30 V_{DC}, \text{ (LM3302, } V_O = 28 V_{DC})$			1.0				1.0			$\mu A_{DC}$
Differential Input Voltage	Keep all $V_{IN}$ 's $\geq 0 V_{DC}$ (or $V^-$ , if used), (Note 8)			36				36			$V_{DC}$

**Electrical Characteristics** $(V^+ = 5.0 V_{DC}, \text{ (Note 4)})$ 

Parameter	Conditions	LM239, LM339			LM2901			LM3302			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 9)			9.0		9	15			40	$mV_{DC}$
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}, V_{CM} = 0V$			150		50	200			300	$nA_{DC}$
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, $V_{CM} = 0V$ (Note 5)			400		200	500			1000	$nA_{DC}$
Input Common-Mode	$V^+ = 30 V_{DC}$ (LM3302, $V^+ = 28 V_{DC}$ ) (Note 6)			$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	0		$V^+ - 2.0$	$V_{DC}$
Voltage Range	(Note 6)										
Saturation Voltage	$V_{IN(-)} = 1 V_{DC}, V_{IN(+)} = 0,$ $I_{SINK} \leq 4 mA$			700		400	700			700	$mV_{DC}$
Output Leakage Current	$V_{IN(+)} = 1 V_{DC}, V_{IN(-)} = 0,$ $V_O = 30 V_{DC}, \text{ (LM3302, } V_O = 28 V_{DC})$			1.0			1.0			1.0	$\mu A_{DC}$
Differential Input Voltage	Keep all $V_{IN}$ 's $\geq 0 V_{DC}$ (or $V^-$ , if used), (Note 8)			36			36			28	$V_{DC}$

**Note 1:** For operating at high temperatures, the LM339/LM339A, LM2901, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 95°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in a still air ambient. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small ( $P_{DC} < 100 mW$ ), provided the output transistors are allowed to saturate.

**Note 2:** Short circuits from the output to  $V^+$  can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of  $V^+$ .

**Note 3:** This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the  $V^+$  voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than  $-0.3 V_{DC}$  (at 25°C).

**Note 4:** These specifications are limited to  $-55^\circ C \leq T_A \leq 125^\circ C$ , for the LM139/LM139A. With the LM239/LM239A, all temperature specifications are limited to  $-25^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$ , the LM339/LM339A temperature specifications are limited to  $0^\circ C \leq T_A \leq 70^\circ C$ , and the LM2901, LM3302 temperature range is  $-40^\circ C \leq T_A \leq 85^\circ C$ .

**Note 5:** The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines.

**Note 6:** The input common-mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is  $V^+ - 1.5V$  at 25°C, but either or both inputs can go to  $+30 V_{DC}$  without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of  $V^+$ .

**Note 7:** The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section.

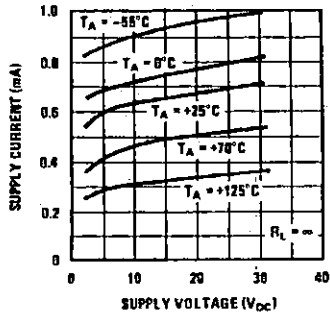
**Note 8:** Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. The low input voltage state must not be less than  $-0.3 V_{DC}$  (or  $0.3 V_{DC}$  below the magnitude of the negative power supply, if used) (at 25°C).

**Note 9:** At output switch point,  $V_O = 1.4 V_{DC}$ ,  $R_S = 0\Omega$  with  $V^+$  from  $5 V_{DC}$  to  $30 V_{DC}$ ; and over the full input common-mode range ( $0 V_{DC}$  to  $V^+ - 1.5 V_{DC}$ ), at 25°C. For LM3302,  $V^+$  from  $5 V_{DC}$  to  $28 V_{DC}$ .

**Note 10:** Refer to RETS139AX for LM139A military specifications and to RETS139X for LM139 military specifications.

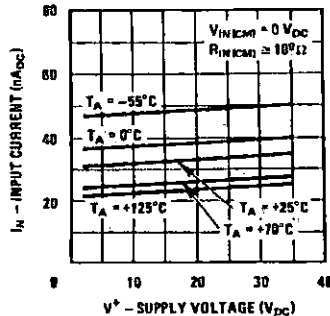
# Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM3302

Supply Current



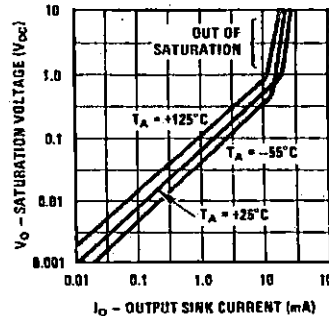
DS005706-34

Input Current



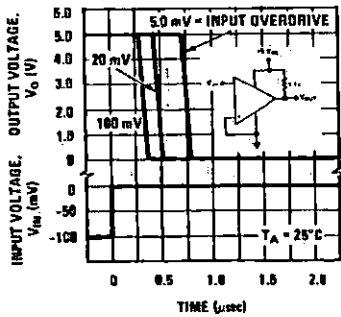
DS005706-35

Output Saturation Voltage



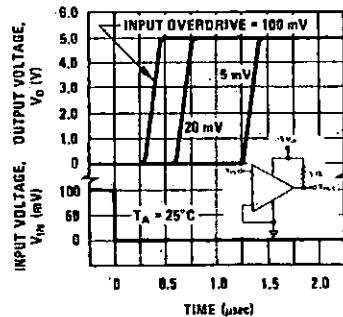
DS005706-36

Response Time for Various Input Overdrives—Negative Transition



DS005706-37

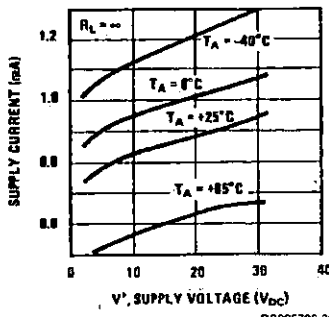
Response Time for Various Input Overdrives—Positive Transition



DS005706-38

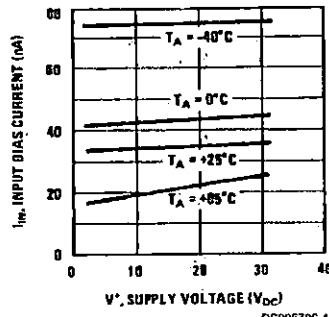
# Typical Performance Characteristics LM2901

Supply Current



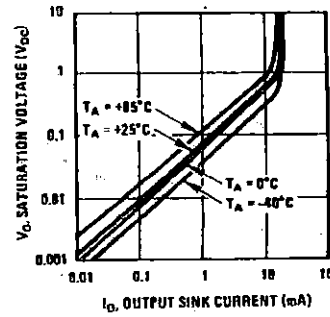
DS005706-39

Input Current



DS005706-40

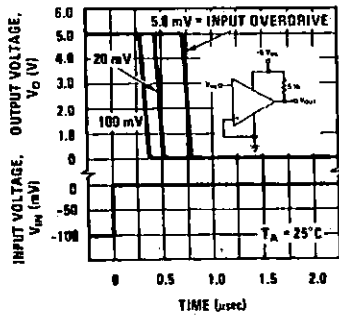
Output Saturation Voltage



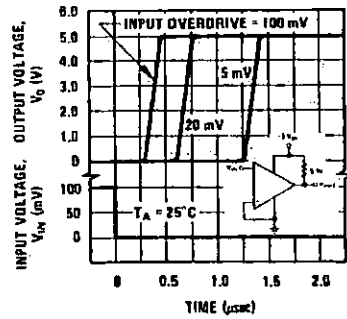
DS005706-41

## Typical Performance Characteristics LM2901 (Continued)

**Response Time for Various Input Overdrives—Negative Transition**



**Response Time for Various Input Overdrives—Positive Transition**



### Application Hints

The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inadvertently allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes states. Power supply bypassing is not required to solve this problem. Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input-output coupling. Reducing this input resistors to  $< 10\text{ k}\Omega$  reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input-output oscillations during the small transition intervals unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

All pins of any unused comparators should be tied to the negative supply.

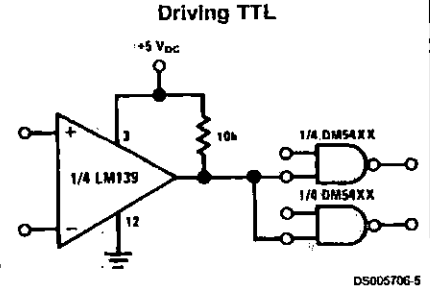
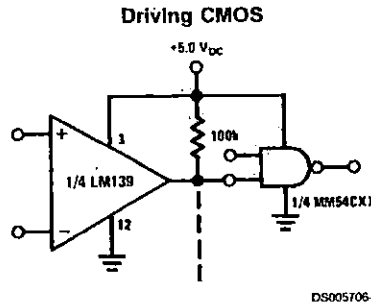
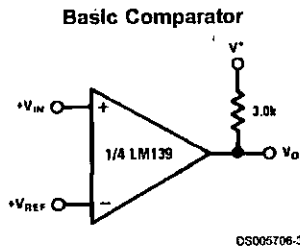
The bias network of the LM139 series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from  $2 V_{DC}$  to  $30 V_{DC}$ .

It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

The differential input voltage may be larger than  $V^+$  without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than  $-0.3 V_{DC}$  (at  $25^\circ\text{C}$ ). An input clamp diode can be used as shown in the applications section.

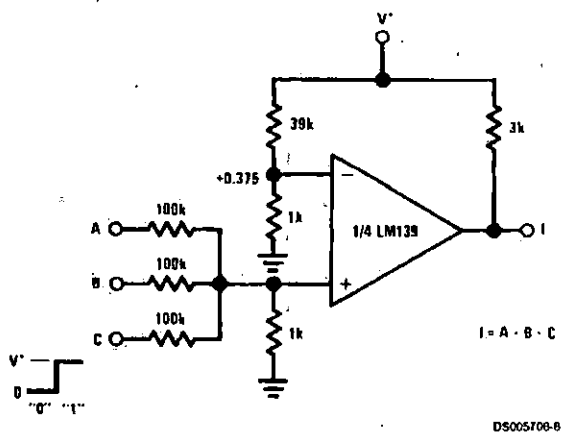
The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on this voltage due to the magnitude of the voltage which is applied to the  $V^+$  terminal of the LM139A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (when a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of  $V^+$ ) and the  $\beta$  of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 16 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately  $60\Omega R_{SAT}$  of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

### Typical Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ )

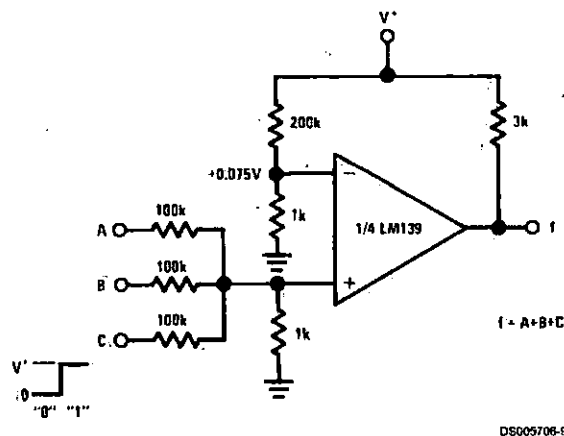


Typical Applications ( $V^+ = 5.0 V_{DC}$ ) (Continued)

AND Gate

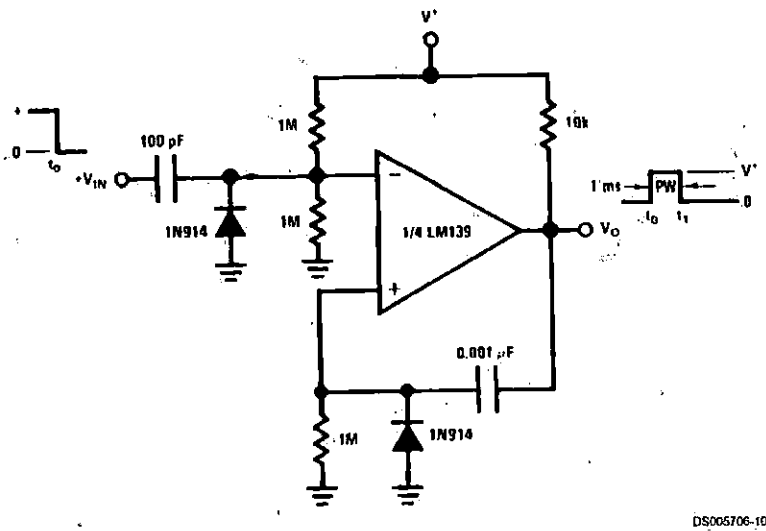


OR Gate

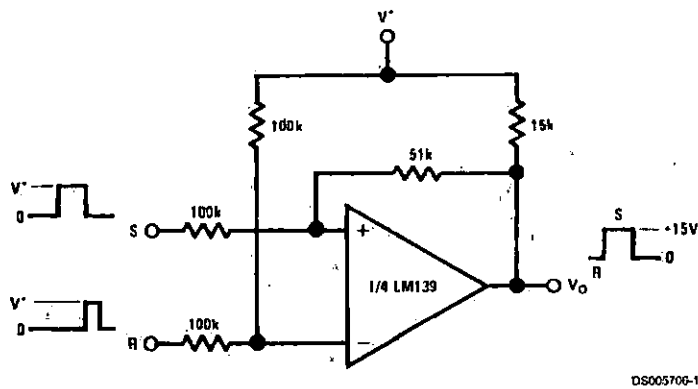


Typical Applications ( $V^+ = 15 V_{DC}$ )

One-Shot Multivibrator



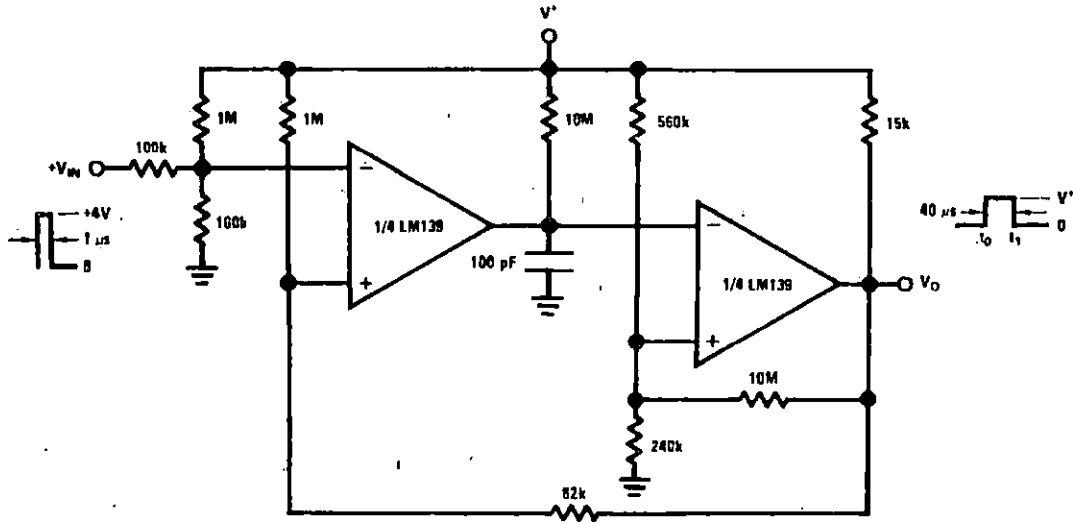
Bi-Stable Multivibrator





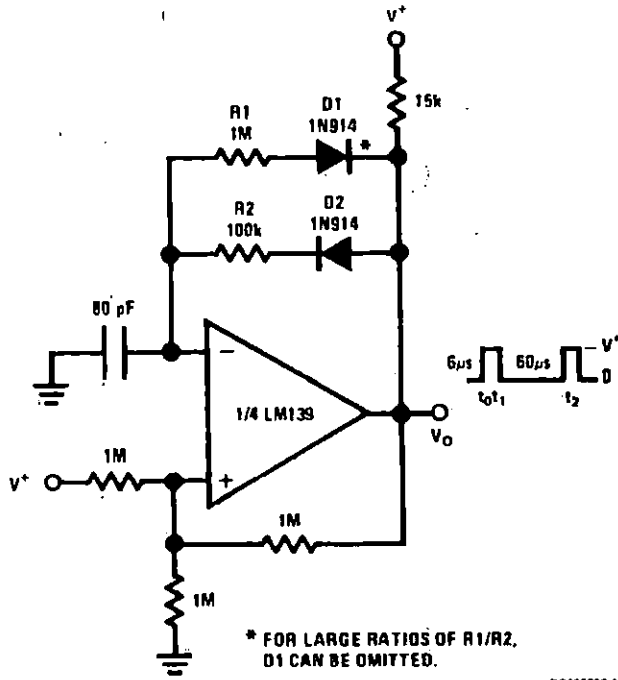
Typical Applications ( $V^+ = 15 V_{DC}$ ) (Continued)

One-Shot Multivibrator with Input Lock Out



DS005706-12

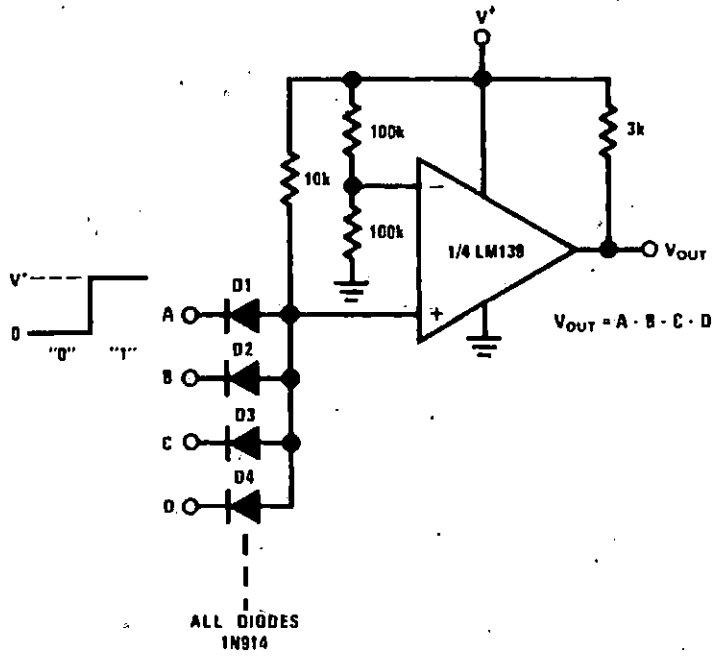
Pulse Generator



DS005706-17

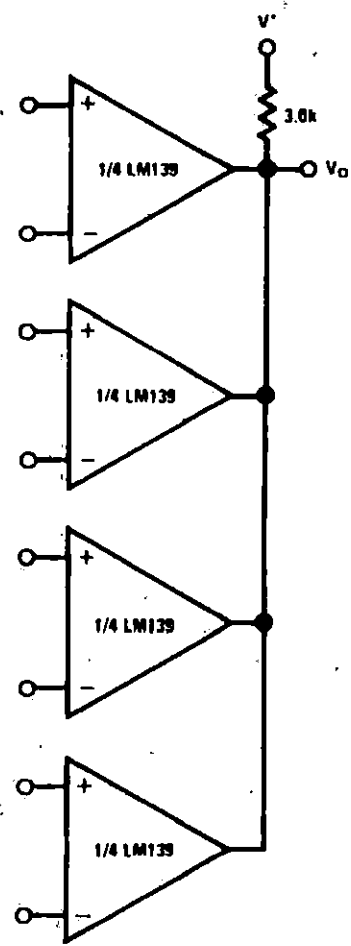
**Typical Applications** ( $V^+ = 15V_{DC}$ ) (Continued)

**Large Fan-In AND Gate**



DS005706-13

**ORing the Outputs**

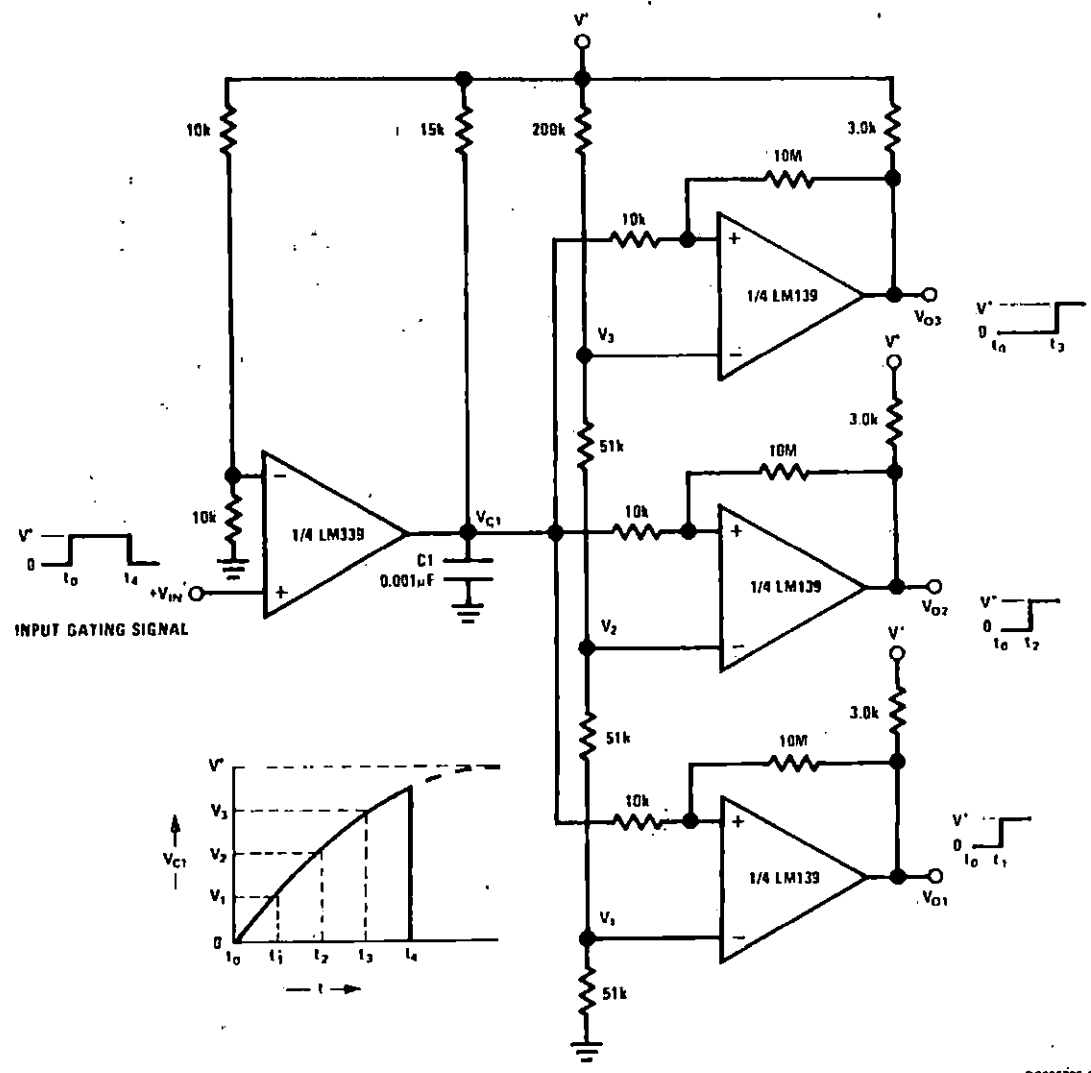


DS005706-15

LM139/LM239/LM339/LM2901/LM3302

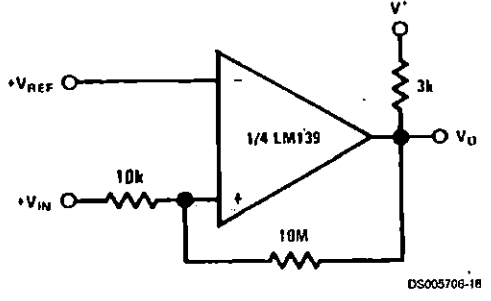
Typical Applications ( $V^+ = 15\text{ V}_{DC}$ ) (Continued)

Time Delay Generator



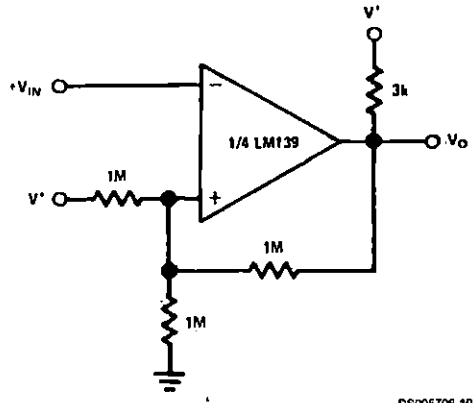
DS005706-14

Non-Inverting Comparator with Hysteresis



DS005706-16

Inverting Comparator with Hysteresis



DS005706-18